



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN MEDIANTE  
RADIOS NI USRP**

**TESIS**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

**PRESENTA  
JUÁREZ BUSTILLOS OSWALDO**

**DIRECTOR DE TESIS  
JAVIER GÓMEZ CASTELLANOS**



**Ciudad Universitaria, CDMX, 2016**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



## *A*GRADECIMIENTOS

A mis padres; por haber sido mi guía. Por tener fe en mi persona a pesar de todo. A mi madre; por enseñarme a mantenerme firme aunque el mundo siga cayendo. A mi padre; por ser mi "cuate" y enseñarme que las probabilidades sólo hacen más divertido el juego.

A Estefanía Alarcón Hernández; por haber sido la luz más brillante que ha iluminado mi vida. Deseo que tus pasos se llenen de sonrisas, de paz, de amor y de felicidad. Que tu camino sea bendecido de todos aquellos detalles que sólo tú sabes regalar al mundo.

A Diana Osorio Londoño; por haber sido la persona que siempre estuvo ahí, aún en mi momento más oscuro. Siempre te estaré agradecido por las risas estruendosas, las pláticas peculiares y las bebidas sinceras. Gracias por haber sido mi amiga.

A "Los Chupers"; porque hemos aprendido a ser una vaina loca rakata. Les agradezco a ustedes (Raúl, Pablo, Brandon, David y Luis) por haber reído y crecido juntos. Deseo que permanezcamos juntos muchos años más, pero sin una pizca de madurez. Nosotros, somos (así de simple).

A Octavio Alfonso Jaimes Botello, Margarita Bautista González, María del Carmen López Bautista, Rodrigo Díaz Sánchez, Edgar Mozo Ramos; porque gracias a ustedes, éste pequeño escrito se ha terminado. Los conozco desde hace muy poco tiempo y se han vuelto muy importantes. Gracias a todos y cada uno de ustedes.

## *R*ECONOCIMIENTOS

### **A mi director de tesis, Dr. Javier Gómez Castellanos.**

Por brindarme el apoyo y la paciencia para la realización de este trabajo. Su apoyo ha sido primordial durante el proceso de elaboración de la presente tesis. Ha sido un privilegio pertenecer a sus alumnos tesistas.

### **Al Dr. Víctor Rangel Licea.**

Por haberme apoyado con la realización de los experimentos. Su disposición y perseverancia para con sus alumnos, me ayudaron a enfocar el presente trabajo de tesis.

### **Al Dr. José María Matías Maruri**

Por haberme guiado en mis momentos de duda (tanto en el ámbito académico, como en el personal). Sus palabras me impulsaron a concretar el presente escrito. Sus pláticas y consejos me han inspirado a cambiar.

**Al PAPIIT**, que con los proyectos **PAPIIT 114813** y **PAPIIT 116316**, ha hecho posible la realización del presente trabajo de tesis. Gracias por el apoyo brindado por el apoyo económico a mi persona.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

---

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>7</b>
1.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.....	8
1.2 OBJETIVOS .....	8
1.3 METODOLOGÍA.....	9
1.4 ESTRUCTURA DE LA TESIS .....	9
<b>CAPÍTULO 2. CONCEPTOS BÁSICOS (MARCO TEÓRICO) .....</b>	<b>10</b>
2.1 MODULACIÓN.....	10
2.1.1 PARAMETROS DE MODULACIÓN.....	12
2.2 <i>PHASE SHIFT KEYING (PSK)</i> .....	18
2.3 QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION ( <i>QAM</i> ).....	20
2.4 ESPECTRO DE SEÑALES PSK Y QAM .....	21
2.5 ANÁLISIS DEL ENLACE .....	22
2.5.1 POTENCIA ISOTRÓPICA RADIADA EFECTIVA ( <i>PIRE</i> ).....	22
2.5.2 MEDIO DE PROPAGACIÓN .....	23
2.6 FILTRO DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN .....	25
<b>CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DE ESQUEMAS DE MODULACIÓN EN <i>USRP</i>.....</b>	<b>29</b>
3.1 <i>Universal Software Radio Peripheral (USRP)</i> .....	29
3.1.1 ARQUITECTURA DEL <i>USRP – 2920</i> .....	30
3.1.2 LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench).....	33
3.2 DESARROLLO EXPERIMENTAL DE LOS ESQUEMAS DE MODULACIÓN .....	34
3.2.1 CONEXIÓN <i>USRP–2920/COMPUTADORA</i> .....	35
3.2.2 <i>USRP – LabVIEW</i> .....	36
3.2.3 ANTENAS Y FRECUENCIA DE OPERACIÓN.....	38
3.2.4 ESQUEMAS DE MODULACIÓN EN <i>USRP</i> .....	39
3.2.5 INSTRUMENTOS VIRTUALES EMPLEADOS .....	51
3.2.6 DESCRIPCIÓN DE LOS EXPERIMENTOS.....	52
<b>CAPÍTULO 4. RESULTADOS.....</b>	<b>58</b>
4.1 CONSTELACIONES.....	58
4.2 ANÁLISIS DEL ENLACE .....	67
4.3 BER Y SNR .....	69
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES .....</b>	<b>74</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS .....</b>	<b>76</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS .....</b>	<b>78</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Modulation Error Ratio .....	15
Figura 2.2 Eye Pattern Diagram.....	18
Figura 2.3 PSD de una Señal Modulada Digitalmente.....	22
Figura 2.4 Inverse Square Law .....	24
Figura 2.5 Matched Filters .....	26
Figura 2.6 Filtro RRC.....	27
Figura 3.1 NI-USRP-2920 Block Diagram .....	31
Figura 3.2 DUC/DDC Converters .....	32
Figura 3.3 Conexión de un dispositivo DAQ.....	36
Figura 3.4 Espectro Libre en la Frecuencia 2.4GHz .....	39
Figura 3.5 Antenas de Transmisión Empleadas.....	39
Figura 3.6 Selección del Formato PSK .....	40
Figura 3.7 Generate System Parameters.vi.....	40
Figura 3.8 Código Gray .....	41
Figura 3.9 Generación de Valores Complejos PSK .....	41
Figura 3.10 Generate Filter Parameters.vi .....	42
Figura 3.11 Modulador PSK.....	43
Figura 3.12 Mapeo PSK .....	43
Figura 3.13 Elaboración de bits transmitidos.....	44
Figura 3.14 Sección de Transmisión .....	44
Figura 3.15 Bloque de Re-Muestreo .....	45
Figura 3.16 Bloques de Demodulación y Generación de Bits .....	47
Figura 3.17 Write to Measurement Bits.....	47
Figura 3.18 Generate QAM System Parameters.vi .....	48
Figura 3.19 Mapeo de Estados QAM.....	50
Figura 3.20 Realización de los Experimentos .....	53
Figura 3.21 Power Spectrum .....	55
Figura 4.1 Esquema de Modulación BPSK.....	59
Figura 4.2 Effect of Different Filter Bandwidth .....	60
Figura 4.3 Esquema de Modulación 4-PSK.....	62
Figura 4.4 Esquema de Modulación 8-PSK.....	63
Figura 4.5 Esquema de Modulación QAM.....	64
Figura 4.6 Esquema de Modulación 8-QAM .....	65
Figura 4.7 Esquema de Modulación 16-QAM .....	66
Figura 4.8 Potencia Recibida Respecto a la Distancia .....	68
Figura 4.9 Comportamiento del SNR y MER Respecto a la Distancia .....	69
Figura 4.10 BER vs SNR a 905MHz.....	70
Figura 4.11 BER vs SNR a 1.28 GHz.....	71
Figura 4.12 BER vs SNR a 2.4GHz .....	72

# ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 2.1 Digital Modulation.....	11
Tabla 3.1 Tipos de Datos en LabVIEW .....	34
Tabla 3.2 Módulos VI de Comunicación USRP-LabVIEW.....	37
Tabla 3.3 Nivel de Ruido Promedio por Frecuencia .....	56
Tabla 4.1 Alcance Teórico de los USRP.....	73

# CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

Paralelamente al progreso de la cultura, la tecnología y la ciencia; el hombre ha asumido una perenne y cada vez más intensa necesidad por transmitir sus ideas, sentimientos y emociones. Esta intrínseca necesidad humana ha sido una de las principales razones por las que dicho progreso ha tenido tanto empuje en los tiempos modernos. El desarrollo de nuevos y mejores sistemas de comunicación, han propiciado un flujo constante en el manejo de la información, creando un proceso continuo de globalización de ideas, investigación e innovación.

La aparición de las diversas tecnologías de comunicación actuales (tales como las redes móviles, la fibra óptica, los enlaces satelitales y las redes de datos), han favorecido la interconectividad del mundo, propiciando un avance acelerado en todas las ramas de la ciencia. Particularmente, en años recientes ha surgido un crecimiento importante en la implementación y el desarrollo de la tecnología inalámbrica, lo anterior estriba en una característica fundamental de la forma de vida del hombre y de la comunicación per se; la movilidad.

Los sistemas inalámbricos, en general, resultan ser atractivos por la facilidad con la que pueden ser accedidos; representan una solución económica al evitar gastos por instalación de cableado y (actualmente), los protocolos y procesos de seguridad resultan ser casi tan eficientes como los alámbricos. Hoy por hoy, las tecnologías inalámbricas son empleadas en todo el mundo, en cualquier cantidad de aplicaciones prácticas; telefonía móvil (tecnologías 2G, 3G, LTE, etc.), redes de área personal (tales como *Bluetooth*, *ZigBee* y *Body Area Network*), de área local (tecnologías operativas bajo el estándar 802.11 de la IEEE), etc. Los sistemas inalámbricos representan una rama sumamente importante en el mundo de las comunicaciones, ergo, es necesario estudiar las bases sobre las que se fundamenta su operación.

Como parte de un proceso de comunicación global, los mensajes transmitidos a través de tecnologías inalámbricas deben ajustarse a un modelo de referencia que defina claramente las funciones que cada protocolo debe cumplir para que se lleve a cabo una relación productiva y eficiente entre las distintas entidades del sistema. En el proceso de transmisión, la capa física goza de una importancia fundamental al estar a cargo de la definición de las especificaciones de operación del *hardware*, la transmisión y recepción de datos, la definición de la topología y la implementación de ciertos procedimientos de señalización y codificación. Por tanto, el análisis de una tecnología inalámbrica implica un estudio profundo y especializado de los procesos de capa física que son usados en ella.

Hasta hace pocos años, el estudio de las comunicaciones por radiofrecuencia había estado enfocado al marco teórico y matemático (prescindiendo del análisis práctico de los enlaces); sin embargo, actualmente *National Instruments* ha desarrollado una plataforma que intenta crear un enlace sencillo entre la teoría y la implementación práctica de los sistemas de comunicación inalámbrica. Los transceptores NI USRP (*Universal Software*



*Radio Peripheral*) son dispositivos flexibles y potentes, capaces de generar prototipos de comunicación por radiofrecuencia de una forma sencilla.

Los radios NI USRP pueden ser programados a través de diversas plataformas (tales como GNU Radio y MATLAB), sin embargo, LabVIEW ofrece ciertas ventajas en comparación con otros entornos; compatibilidad con *scripts* escritos en C y en archivos m, *Modulation Toolkits* y un entorno gráfico de programación. Juntos, LabVIEW y NI USRP, son una herramienta útil para la simulación, el estudio y el desarrollo de sistemas inalámbricos.

## 1.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Como cualquier sistema de comunicación, los transceptores NI USRP deben ser superditados a un proceso de medición que establezca los parámetros de operación de los mismos; área de operación, relación señal a ruido (la relación de la potencia de la señal deseada, respecto al nivel de potencia del ruido circundante), tasa de transmisión, tasa de bits erróneos (*BER*), etc.

A pesar de que la aparición de los radios *USRP* es relativamente nueva (*Ettus Research*, líder fabricante de *Software Defined Radio Platforms* fue adquirida en el año 2010 por *National Instruments*), el driver de instalación cuenta ya con un conjunto de herramientas en la plataforma LabVIEW (*Modulation Toolkit*); éste integra un conjunto de funciones y herramientas útiles para la generación y el análisis de señales de radiofrecuencia, además, incluye las bases del funcionamiento de algunos esquemas de modulación digital (ASK, FSK, MSK, GMSK, PSK, QPSK, PAM y QAM).

Dado que los NI USRP son empleados para la simulación de diversos sistemas inalámbricos, es entonces necesario establecer pruebas que evalúen el rendimiento de sus procesos de modulación. Como parte de este trabajo de tesis, se realizarán pruebas enfocadas a la caracterización de la cobertura de transmisión, la eficiencia de la Tasa de Error de Modulación (*Modulation Error Ratio* o *MER*, por sus siglas en inglés) y la Tasa de Error de Bits (*BER*).

## 1.2 OBJETIVOS

El objetivo del presente trabajo de tesis es desarrollar un estudio sobre algunas características representativas de los sistemas de modulación digital por desplazamiento de fase y por amplitud en cuadratura (implementados sobre una plataforma USRP). Dicho estudio se enfocará en la relación que existe entre la distancia que separa el transmisor y el receptor, el nivel de eficiencia del *MER* y sus correspondientes efectos sobre el *BER*.

A fin de actuar como manual de introducción al uso de la plataforma USRP, el estudio pretende ofrecer una introducción general a la teoría de los enlaces inalámbricos, a la

arquitectura de la familia USRP empleada y a su comunicación con el entorno de programación serial LabVIEW.

### **1.3 METODOLOGÍA**

Para lograr los objetivos, se emplearán los productos desarrollados por la National Instruments NI-USRP; dichos radios pueden ser programados bajo plataformas como Matlab (Simulink), GNU Radio, LabVIEW, etc. Para el estudio particular de éste tema de tesis, se empleará la plataforma LabVIEW debido a su facilidad de programación y a algunas utilerías particulares (posee un entorno gráfico). Una vez realizada la implementación de dichas modulaciones, se procederá a caracterizar las propiedades principales de cada esquema.

Con el propósito de fungir como manual introductorio al uso de USRP, en el desarrollo del presente escrito se especifican las características más representativas de la familia empleada y se analiza la relación entre los datos obtenidos y la teoría.

### **1.4 ESTRUCTURA DE LA TESIS**

El presente estudio está conformado de cinco capítulos.

El capítulo 2 recuerda algunos de los conocimientos generales respecto a la teoría de las comunicaciones inalámbricas. La primera parte del capítulo está enfocada a la descripción de los conceptos básicos de los esquemas de modulación. Conforme avanza el capítulo se muestran aspectos teóricos respecto a la transmisión de una onda de radio, el comportamiento de la señal en el ambiente y la teoría del análisis espectral.

El capítulo 3 aborda la implementación de los esquemas de modulación sobre la plataforma USRP empleada. En la primer mitad del capítulo se muestra la arquitectura general de los dispositivos. La segunda parte está orientada a ofrecer una pequeña descripción de los experimentos realizados (la implementación de las constelaciones, la forma en la que se tomaron los datos y el tratamiento de la información recabada).

En el capítulo 4 se analizan los resultados obtenidos durante los experimentos. Se analiza rápidamente la inclusión del filtro empleado para llegar a dichos valores y se comentan las características del comportamiento de los esquemas de modulación, respecto a la distancia.

Finalmente, en capítulo 5 se presentan brevemente las conclusiones generales del presente estudio.

# CAPÍTULO 2. CONCEPTOS BÁSICOS (MARCO TEÓRICO)

La capa física de un sistema de transmisión es la encargada de llevar a cabo funciones y servicios relacionados con la estandarización de los medios físicos (especificaciones mecánicas y eléctricas), codificación, sincronización, definición de topologías, etc. Uno de los procesos más importantes de esta capa, es la modulación.

Con la finalidad de recordar algunos parámetros medibles de la modulación digital, en este capítulo se abordan algunos conceptos básicos relacionados con la modulación; representación en fase y cuadratura, diagrama de ojo, *Modulation Error Ratio*, *Bit Error Rate*, entre otros.

## 2.1 MODULACIÓN

La modulación es un proceso en el que se adaptan la amplitud, la fase y la frecuencia de una señal portadora, de acuerdo a la señal que contiene la información (moduladora), al tipo de medio de transmisión por el que será transportada (guiado o no guiado) y a las características del mismo (ancho de banda, atenuación, impedancia característica, interferencia electromagnética, entre otras).

Los sistemas de modulación suelen clasificarse en digitales y analógicos. Un sistema de comunicación analógico transmite y recibe señales de variación continua; por otro lado, los sistemas digitales se constituyen por técnicas de transmisión digital. En una transmisión digital existe una transferencia de pulsos discretos y la fuente de información puede ser tanto analógica como digital (si fuera una analógica, debe digitalizarse antes de ser transmitida).

Los sistemas de comunicación analógica-inalámbrica más conocidos son los de AM, FM y PM; en ellos, las propiedades de la portadora (amplitud, frecuencia y fase, respectivamente) varían de forma constante de acuerdo a una fuente de información analógica. Si esta última fuese digital, se tendrían señales moduladas digitalmente; *Amplitude Shift Keying (ASK)*, *Frequency Shift Keying (FSK)* y *Phase Shift Keying (PSK)*. Además, si se varía simultáneamente la amplitud y la fase en un modulador digital, el sistema recibiría el nombre de *Quadrature Amplitude Modulation (QAM)*.

En la figura 2.1 se presentan las expresiones matemáticas sobre las que se fundamentan los cuatro sistemas de modulación digital antes descritos.

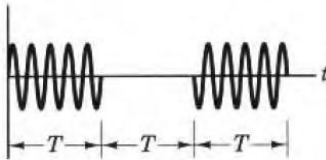
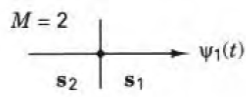
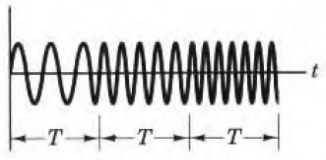
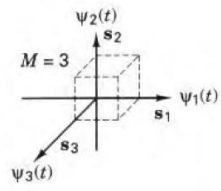
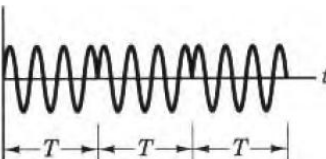
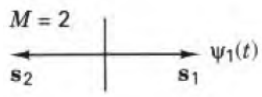
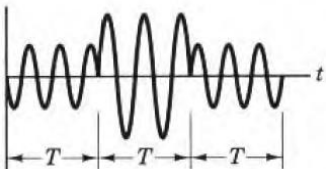
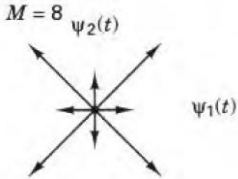
Modulation	Analytic	Waveform	Vector
<b>ASK (OOK)</b> $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T_s}} \cos(\omega_0 t + \varphi)$ $i = 1, 2, \dots, M$ $0 \leq t \leq T$		$M = 2$ 	
<b>FSK (CP FSK)</b> $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \cos(\omega_i t + \varphi)$ $i = 1, 2, \dots, M$ $0 \leq t \leq T$		$M = 3$ 	
<b>PSK</b> $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi i}{M}\right)$ $i = 1, 2, \dots, M$ $0 \leq t \leq T$		$M = 2$ 	
<b>QAM</b> $s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T_s}} \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)]$ $i = 1, 2, \dots, M$ $0 \leq t \leq T$		$M = 8$ 	

Tabla 2.1 Digital Modulation

ASK representa la técnica de modulación digital más sencilla al modular una portadora completa y con doble banda lateral, teniendo una frecuencia y fase constantes. El caso particular más conocido de este tipo de modulación es llamado *On-Off Keying (OOK)*, en él, la onda modulada representa los datos digitales con la presencia o la ausencia de una portadora. ASK es un tipo de radio digital de bajo costo pero también de baja calidad; debido a esto, no suele ser usada en los sistemas de comunicaciones de alta eficiencia.

FSK es un tipo de modulación angular que varía la frecuencia de la portadora (dejando constante su amplitud), de acuerdo a las variaciones de la moduladora. La FSK binaria más conocida es la llamada *Continuous Phase Frequency Shift Keying (CP-FSK)*, en ella, las frecuencias de marca y espacio (representando "1" y "0", respectivamente) son escogidas de tal forma que estén separadas por un múltiplo impar "n" de la mitad del *Bit Rate* (esto asegura una transición continua y uniforme en el cambio de frecuencias, es decir, sin discontinuidades de fase). Si la diferencia entre las frecuencias de marca y espacio fuera la mínima necesaria que asegure su ortogonalidad (siendo equivalente a la mitad del *Bit Rate*, en un sistema coherente), se tendría un caso particular denominado

*MSK (Minimum Shift Keying)*. *FSK* ha sido usada en módems de datos asíncronos de bajo costo, en tecnologías telefónicas inalámbricas (*Digital Enhanced Cordless Telephone* o *Cordless Telephone 2*) e inclusive en sistemas de telefonía celular como *Advanced Mobile Phone System (AMPS)*. *MSK*, por otro lado, ha sido usada en sistemas como *Cellular Digital Packet Data (CDPD)* y *Global System for Mobile Communications (GSM)*.

A pesar de ser un sistema más robusto que *ASK*, la modulación por desplazamiento de frecuencia (en general) sufre de limitaciones de ancho de banda y tiene menor eficiencia en errores que los sistemas basados en el desplazamiento de fase o en cuadratura. Debido a lo anterior, los sistemas inalámbricos modernos suelen usar modulaciones ***PSK*** y ***QAM***. Por una parte, *PSK* fue desarrollado durante los primeros años de la tecnología espacial; debido a ello, ha sido usada ampliamente en los sistemas de comunicación militar y comercial. Por otro lado, *QAM* se ha convertido en la base de operación de los sistemas de radio por microondas y los de *Digital Video Broadcasting (DVB)*.

Dada la gran diversidad de aplicaciones que hacen uso de las modulaciones *PSK* y *QAM*, conviene realizar un estudio de estos esquemas de modulación de forma particular. Para efectuar lo anterior, es menester recordar algunas nociones básicas de medición de la modulación digital.

## 2.1.1 PARAMETROS DE MODULACIÓN

### EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA

Uno de los parámetros más importantes de comparación entre distintos esquemas de modulación, es el llamado *Theoretical Bandwidth Efficiency Limit*; éste define la capacidad de un esquema de modulación para transmitir datos en un ancho de banda limitado (describe qué tan eficientemente se usa el ancho de banda). Matemáticamente, se define como la relación del *Bit Rate* entre el mínimo ancho de banda de transmisión.

En un sistema de modulación *M*-aria; “*M*” representa el número de posibles estados (o combinaciones), que pueden obtenerse de un determinado número “*N*” de variables binarias. Es decir;

$$N = \log_2 M$$

Para esquemas de modulación *PSK* y *QAM*, el ancho de banda mínimo se determina con la expresión;

$$BW_{MIN} = \frac{BitRate}{\log_2 M} = \frac{BitRate}{N}$$

Dado que la eficiencia del ancho de banda suele normalizarse a 1 Hz, la expresión final de la eficiencia del ancho de banda es;

$$Eff_{BW} \left[ \frac{\left( \frac{bit}{second} \right)}{Hz} \right] = \frac{Bit Rate [bps]}{BW_{MIN}[Hz]} = N$$

Es necesario especificar que este límite de eficiencia es teórico (inasequible para radios reales), sin embargo, en la práctica se hace uso de ciertas técnicas que maximizan la

eficiencia espectral; restricción de transiciones, filtrado de pre-modulación (como *Raised Cosine* en *NADC* y *PDC*), entre otras.

Como se verá más adelante, si se emplea un filtro de coseno realzado, la eficiencia del ancho de banda cambia a la siguiente forma:

$$Eff_{BW} \left[ \frac{\left( \frac{bit}{second} \right)}{Hz} \right] = \frac{N}{1 + \alpha} ; \alpha = \text{Factor de Caida (Roll - Off Factor)}$$

[2.1]

## CONSTELACIÓN

Un diagrama de constelación representa las posiciones relativas de los estados en un esquema de modulación (muestra los máximos fasoriales).

Una forma sencilla de representar la amplitud y la fase de una señal, es a través de los diagramas polares de modulación. En ellos, se muestra un plano complejo de las muestras instantáneas de un determinado esquema; los cambios de amplitud modifican la magnitud del fasor y los cambios de fase y frecuencia modifican la posición angular del mismo (la frecuencia pasa a ser un parámetro controlado).

Dada la complejidad que representa la modificación simultánea de amplitud y fase, en sistemas prácticos de modulación digital, las señales moduladas suelen ser representadas en diagramas bidimensionales (*Scatter Diagrams*) cuyas componentes se expresan en términos de los ejes *I* (*In Phase*) y *Q* (*Quadrature*); éstas componentes son ortogonales e independientes entre sí. Este tipo de diagramas son particularmente útiles porque representan la forma de operación de los "*I/Q Modulators*"; en ellos, las señales de salida del *Local Oscillator (LO)* son separadas en dos señales desfasadas por 90°, para posteriormente ser combinadas y transmitidas.

Matemáticamente, una señal modulada puede ser representada por la siguiente expresión:

$$A \cos(\omega_c t + \varphi) = A \cos(\omega_c t) \cos(\varphi) - A \sin(\omega_c t) \sin(\varphi)$$

Como las componentes *I* y *Q* representan la amplitud de la portadora (en fase y cuadratura, respectivamente) y la ecuación anterior guarda una relación dual con las expresiones de la Tabla 2.1, la ecuación final de la forma de onda se vería reducida a la siguiente forma:

$$A \cos(\omega_c t + \varphi) = I \cos(\omega_c t) - Q \sin(\omega_c t)$$

[2.2]

Donde (considerando una impedancia normalizada):

$$I = A \cos(\varphi) = \sqrt{2A_{rms}^2} \cos(\varphi) = \sqrt{2P} \cos(\varphi) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T_s}} \cos(\varphi_i)$$

$$Q = A \sin(\varphi) = \sqrt{2A_{rms}^2} \sin(\varphi) = \sqrt{2P} \sin(\varphi) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T_s}} \sin(\varphi_i)$$

## RUIDO

El ruido eléctrico suele ser definido como cualquier señal eléctrica indeseable que perturba a una señal útil que se desea transmitir. Suele clasificarse como *correlacionado* y *no correlacionado*. La correlación implica la existencia intrínseca de una señal interferente que se transmite y sus efectos de distorsión armónica e intermodulación.

El ruido no correlacionado, por otra parte, es aquel cuya existencia es independiente de la transmisión de una señal y siempre se encuentra presente; sea por causas externas (perturbaciones atmosféricas, cósmicas, alteraciones artificiales, etc.) o por interferencias generadas por ruido interno (dentro de un dispositivo). El ruido interno suele subdividirse en tres clases; ruido de disparo (se debe a la llegada aleatoria de portadoras sobre un elemento a la salida de un aparato electrónico), ruido de tiempo de tránsito (perturbaciones de las portadoras cuando pasan a través del dispositivo) y ruido térmico (producido por el movimiento cinético, térmico y aleatorio de los electrones, sobre cualquier conductor).

El ruido térmico también recibe el nombre de "*Movimiento Browniano*", "*Ruido de Johnson*" o "*Ruido Blanco*". Sus efectos son modelados como un canal de ruido blanco aditivo gaussiano o AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) y resulta ser proporcional al ancho de banda y a la temperatura. Matemáticamente, se define como:

$$N[W] = KTB_W \quad [2.3]$$

Donde;

$N$  es la potencia del ruido térmico

$K = 1.38 \cdot 10^{-23} \left[ \frac{J}{^\circ K} \right]$  es la constante de proporcionalidad de Boltzmann

$T [^\circ K]$  es la temperatura absoluta

$B_W [Hz]$  es el ancho de banda

En un determinado canal de transmisión; el ruido eléctrico, la interferencia de otros usuarios y los efectos de los distintos elementos de los circuitos, pueden provocar errores en la detección de la señal. La rápida degradación de la calidad de la señal, sobre un canal con ruido, suele ser llamada "*threshold effect*".

## RELACIÓN SEÑAL A RUIDO (SNR)

La relación señal a ruido se define como el cociente del valor de la potencia de la señal deseada, sobre el valor de la potencia del ruido circundante:

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{P_S[W]}{P_N[W]} \rightarrow SNR[dB] = 10 \log \left( \frac{P_S}{P_N} \right) \quad [2.4]$$

Este valor representa un parámetro de suma importancia para el modelado de la calidad de canales de comunicación, de tasa de transmisión (*throughput*) y de potencia de transmisión. El indicador de calidad de canal (CQI para la tecnología *Long Term Evolution*

o *LTE*), es un ejemplo de las muchas aplicaciones prácticas que basan su caracterización o funcionamiento, en el parámetro del *SNR*.

Claude Shannon demostró en 1948 (en una publicación para el *Bell System Technical Journal*), que los canales de comunicación *AWGN* exhiben una capacidad  $C$  (cantidad de símbolos independientes que pueden transportarse por un sistema en una determinada cantidad de tiempo), que cuando se transmite información con un *Bit Rate* menor a dicha capacidad y sujeto a restricciones de energía y ancho de banda ( $BW$ ), debería ser teóricamente posible transmitir sin ningún error. Shannon modeló este límite, con su famosa expresión:

$$C [bps] = BW \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad [2.5]$$

De lo anterior puede deducirse fácilmente que (en un canal con ruido *AWGN* y con un ancho de banda limitado), entre más grande resulte la relación señal a ruido, más información podrá ser transmitida.

### TASA DE ERROR DE MODULACIÓN (*MER*)

El "*MER*" es un parámetro de modulación digital que expresa la cantidad de dispersión que sufren los máximos fasoriales reales (transmitidos o recibidos), respecto a una constelación ideal.

La inclusión del *MER* como parámetro de eficiencia en la modulación digital estriba en que las modulaciones digitales típicas (*PSK* y *QAM*) hacen uso de variaciones de amplitud y fase simultáneamente; la medición de amplitud y potencia de la portadora para sistemas analógicos (hecha en la medición del *SNR* convencional), no considera los errores de desfase provocados por el ruido ni las alteraciones creadas en el muestro de convertidores analógico-digitales (*A/D*).

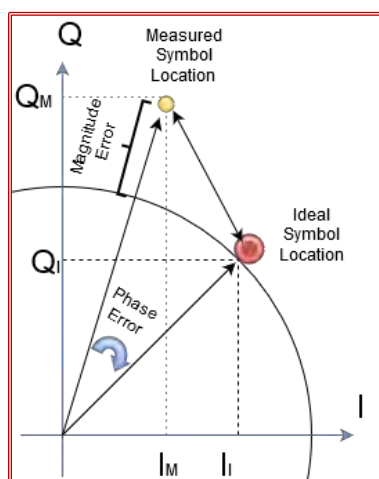


Figura 2.1 Modulation Error Ratio

Matemáticamente, el *MER* se define como la relación de la cantidad de potencia que se recibe o transmite de la forma esperada o deseada (constelación ideal), entre la cantidad



de potencia de las señales e imperfecciones que provoquen una desviación en los símbolos de una constelación ideal (potencia de error), para un determinado número  $N$  de símbolos:

$$MER = \frac{\sum_{i=1}^N (I_I^2 + Q_I^2)}{\sum_{i=1}^N [(I_M - I_I)^2 + (Q_M - Q_I)^2]} \begin{cases} I_I, Q_I \rightarrow \text{Componentes Ideales de los Símbolos} \\ I_M, Q_M \rightarrow \text{Componentes Reales Obtenidas} \end{cases}$$

$$MER[dB] = 10 \log(MER)$$

[2.6]

## ESPECTRO Y PERIODOGRAMA

El término "frecuencia" se refiere a la cantidad de veces que sucede un cambio periódico. Únicamente una forma de onda senoidal posee solo una frecuencia; es decir, la mayor parte de las aplicaciones reales tienen un ancho de banda definido por sus características particulares en el tiempo.

Al comportamiento de una señal en el dominio de la frecuencia se le suele llamar "espectro" y es evaluado a través del cálculo de la transformada de Fourier (una técnica matemática que determina la cantidad armónicos que, al ser sumados, conforman la señal original, en el dominio del tiempo).

En 1965, Cooley y Tukey desarrollaron un algoritmo eficiente para la evaluación de la transformada discreta de Fourier convencional (*DFT*), reduciendo el número de operaciones matemáticas de  $O[N^2]$  a  $O[N \log_2(N)]$  y otorgándole el nombre de *Fast Fourier Transform (FFT)*.

De lo anterior se puede concluir rápidamente que, entre mayor sea la longitud del vector al que se le aplicará la *FFT*, la rapidez del proceso (respecto a la *DFT*) se hace más notoria. Ésta ventaja ha permitido una gran cantidad de aplicaciones prácticas en el procesamiento digital de señales; reducción de ruido, análisis de materiales y estadística, tratamiento de imágenes y audio y, en general, el análisis espectral de cualquier señal discreta.

Una de las aplicaciones más representativas de la *FFT* es el llamado "periodograma", que es una aproximación simple del espectro de potencia (*Power Spectrum*). Éste último es calculado a través de la transformada de Fourier de la autocorrelación de una determinada secuencia. El periodograma entonces, se aproxima al espectro, siendo directamente proporcional al cuadrado del módulo del arreglo de salida de la *FFT*.

$$PowerSpectrum = S_{xx}(\omega) = \mathcal{F}\{R_{xx}[k]\} \rightarrow \text{Periodogram} = \hat{S}_{xx}(\omega) \approx S_{xx}(\omega)$$

$$Como R_{xx}[k] \approx \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]x[n-k]$$

$$\hat{S}_{xx}(\omega) = \frac{1}{N} \sum_k \sum_n x[n]x[n-k]e^{-jk\omega} = \frac{1}{N} \sum_k x[n]e^{-jn\omega} \sum_n x[l]e^{-jl(-\omega)} \quad Con l = n - k$$

$$\therefore \hat{S}_{xx}(\omega) = \frac{1}{N} \mathcal{F}\{x[n]\} \cdot \mathcal{F}\{x^*[n]\} = C \frac{|X[n]|^2}{N}$$

[2.7]

### DIAGRAMA DE OJO (*EYE PATTERN*)

El diagrama de ojo es una forma de estudiar y analizar señales digitales de gran velocidad, permitiendo visualizar y determinar la calidad de las características principales de una señal digital. Es construido al enlazar las distintas partes de la onda digital correspondientes a cada bit, en una sola imagen (el eje vertical corresponde a la amplitud de la señal y el eje horizontal, al tiempo). Para crearlo, es importante la generación aleatoria de bits, misma que permitirá evaluar el promedio estadístico de decenas de miles (preferentemente millones) de muestras de la onda.

A pesar de que suele ser usado para caracterizar la eficiencia y calidad del transmisor (el receptor usualmente requiere un estudio del *BER*), puede ser observado y examinado, en cualquier punto del enlace. Las características principales que pueden obtenerse a través de él, son:

Niveles Lógicos Uno/Cero (*One/Zero Level*).

Se refiere al valor de amplitud promedio del valor lógico "uno" y "cero". Son obtenidos considerando el 20% de los puntos "medios" de un histograma (es decir, aquellos valores que cubren del 40 al 60% del periodo del ojo).

Periodo de Bit o Ancho de Ojo (*Bit Period/ Eye Width*)

Es una medida de abertura horizontal del diagrama de ojo (hecha en los puntos de cruce). Idealmente, debe ser igual al periodo de bit (también llamado *Unit Interval*). Es el periodo comprendido entre dos puntos de cruce del ojo.

Amplitud de Ojo (*Eye Amplitude*)

Es la diferencia de amplitud de los valores lógicos.

Apertura de Ojo (*Eye Height*)

Es una medida importante. En un caso ideal, la abertura debería ser igual al *Eye Amplitude*, sin embargo, el ruido hace que dicho ojo se cierre. Al ser una medida general, éste parámetro llega a ser usado (incluso) para obtener un estimado del *SNR*.

Tiempo de Subida/Bajada (*Rise/Fall Time*)

Es una medida del tiempo necesario que se necesita para cambiar del nivel cero al uno y viceversa. La medida es hecha considerando el 60% o el 80% de las muestras totales, centradas en los puntos de cruce.

*Jitter*

Se refiere a la variabilidad del tiempo de bit ideal. Es uno de los parámetros más importantes del análisis. Para obtener una medida cuantitativa de dicho fenómeno, se

considera la medida de las desviaciones de los tiempos de subida y bajada en los puntos de cruce; dicha variación se almacena y procesa en un histograma. El valor "RMS" del *Jitter* se define como la desviación estándar de dicho histograma.

#### Porcentaje de Cruce de Ojo (*Eye Crossing Percentage* o *ECP*)

Ofrece un parámetro de la distorsión del ciclo de trabajo de la señal digital (brinda una medida de la simetría de los pulsos). Dicho de forma simple, se define como la relación del nivel de amplitud del cruce (considerando el nivel cero), respecto a la *Eye Amplitude*. Idealmente (si el cruce fuera ubicado perfectamente a la mitad de dicha amplitud), se tendría un valor del 50% del *ECP*.

$$ECP = \frac{\text{Crossing Level} - \text{Zero Level}}{\text{One Level} - \text{Zero Level}}$$

#### SNR

Una forma de medir ésta relación es a través del diagrama de ojo. A pesar de que no mide una relación de potencias (en el sentido estricto de la palabra), ofrece un parámetro cuantitativo del nivel de "pureza" que posee una señal digital. Se define como la relación del *Eye Amplitude*, sobre la diferencia de las desviaciones estándar medidas en los niveles uno y cero lógicos.

$$SNR = \frac{\text{One Level} - \text{Zero Level}}{(1\sigma_1) - (1\sigma_0)}$$

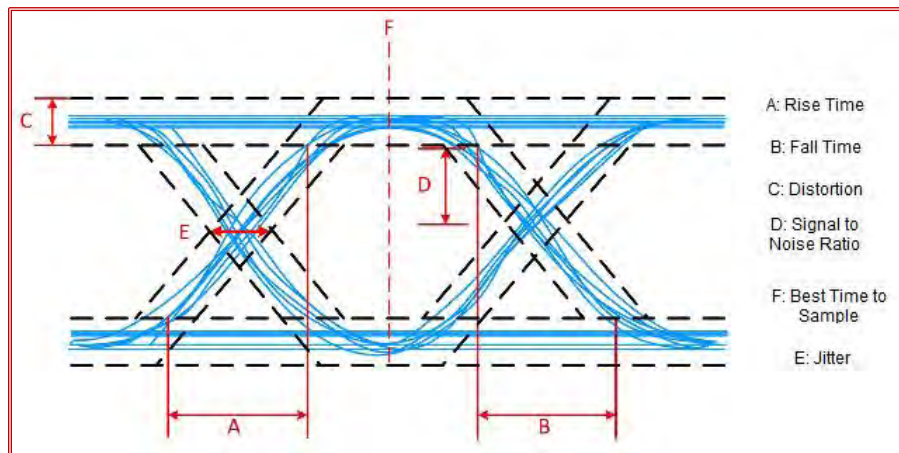


Figura 2.2 Eye Pattern Diagram

A partir de este punto se abordarán brevemente los conceptos teóricos básicos de las modulaciones digitales por cambio de fase y cuadratura.

## 2.2 PHASE SHIFT KEYING (PSK)

PSK modula la fase de una señal portadora de acuerdo a una moduladora. Las modulaciones por frecuencia y fase están relacionadas al ser sistemas de modulación angular con amplitud constante (un cambio constante de frecuencia de 1 Hz, implicaría que la fase está avanzando a una velocidad de 360 grados por segundo). A pesar de ser razonablemente similar a la modulación analógica por fase convencional (*PM*), la señal

moduladora (al ser digital), hace que la portadora cuente con un número limitado de estados de fase. A pesar de ser más resistente a las degradaciones que afectan a *ASK* y de no tener las limitaciones de ancho de banda de *FSK*, *PSK* se ve limitado por el número de fases que un equipo puede detectar, éste factor limita su *Bit Rate* potencial.

Existen varios formatos de *PSK*, éstos suelen clasificarse en dos grupos distintos; las modulaciones *PSK* convencionales (en donde la información es definida por el estado propio de la fase) y los sistemas *Differential PSK* (en donde son los cambios de estado, los definen la información).

*Binary Phase Shift Keying (BPSK)* es el esquema de modulación convencional en el que se tienen dos posibles fases de salida. También suele llamarse *Phase Reversal Keying (PRK)*. En éste esquema de modulación con cambios de  $180^\circ$ , cada bit produce un símbolo particular sobre una portadora definida (*I* o *Q*). Debido a su alta eficiencia en errores, ha llegado a usarse en sistemas de telemetría espacial, en tecnologías como *CDMA (Code Division Multiple Access)*, *WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)*, *Cable Modem*, *DVB*, etc.

*Quaternary Phase Shift Keying (QPSK)* es una técnica de modulación *M*-aria con cuatro posibles estados de fase. Dado que cada fase combina un par de bits, la rapidez de los cambios de salida (baudios) es igual a la mitad de la rapidez de la entrada de los bits. Para mejorar su resistencia a errores se emplea "Código Gray"; éste sistema codifica la asignación de bits de tal forma que, entre dos símbolos adyacentes, sólo exista un bit de diferencia. A pesar de que sus símbolos tienen una menor distancia vectorial que *BPSK*, *QPSK* sigue siendo sumamente resistente a errores; debido a esto, suele ser usado en aplicaciones satelitales, en sistemas de telefonía celular como *NADC*, *PDC* y *PHS* y en sistemas de comunicación común orientados a servicios públicos de seguridad como *TETRA ("Terrestrial Trunked Radio")*. En los "*I/Q modulators*" convencionales, un bit es usado en el canal "*I*" y modula una portadora enfasada con el oscilador de referencia y el bit "*Q*" modula una portadora que está desfasada  $90^\circ$  respecto a la anterior. Dicho de otra forma, un modulador *QPSK* que haga uso de canales *I* y *Q*, es en esencia, dos moduladores *BPSK* en paralelo.

Una variante de la modulación *QPSK* normal es la llamada "*Offset QPSK/OQPSK*", en donde las portadoras *I* y *Q* se desplazan en la mitad de un tiempo de bit (se introduce un dispositivo retardador); es decir, cuando existe un salto de fase que exceda los  $90^\circ$ , se procura retrasar la modulación del bit levemente para evitar la variación excesiva de las amplitudes (las transiciones no se cruzan en la constelación).

*8-PSK*, por otro lado, posee ocho posibles estados ( $M = 8$ ) y codifica tres bits usando código Gray. Es usado en transmisiones satelitales, de aviación y en señales piloto de telemetría para monitoreo de video en banda ancha.

Como la realización de las pruebas de este estudio involucran los tres esquemas de modulación antes descritos y su correspondiente *BER*, es necesario mencionar su probabilidad de bit de error.

Para un sistema de detección coherente en un canal AWGN (un sistema en el que el receptor recupera la señal en banda base a través de un proceso de filtrado y de la multiplicación de un tono con la misma frecuencia que la portadora), la probabilidad de error de símbolo de un sistema *M-PSK*, es:

$$P_{e_{sym}} \approx 2Q \left[ \sqrt{\frac{2E_S}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] \approx \text{erfc} \left[ \sqrt{\frac{E_S}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] ; P_{e_{bit}} = \frac{P_{e_{sym}}}{\log_2 M} ; M \geq 4$$

Por tanto:

$$P_{e_{bitMPSK}} = \frac{2}{\log_2 M} Q \left[ \sqrt{\frac{2E_S}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] \approx \frac{1}{\log_2 M} \text{erfc} \left[ \sqrt{\log_2 M \frac{E_b}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \right] ; M \geq 4$$

[2.8]

Para el caso particular de *BPSK*, la probabilidad de bit de error es:

$$P_{e_{bit|BPSK}} = Q \left( \sqrt{\frac{2E_S}{N_0}} \right) = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} Q \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

[2.9]

De las ecuaciones anteriores se puede ver rápidamente que, matemáticamente, la probabilidad de bit de error es la misma para *BPSK* y para *QPSK* (considerando únicamente un canal con ruido blanco aditivo gaussiano o *AWGN*)

## 2.3 QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION (QAM)

La modulación digital por amplitud en cuadratura contiene la información digital tanto en la amplitud como en la fase de la portadora que se transmite (combina las técnicas de modulación *ASK* y *PSK*). Suele llamarse también "Modulación AM en cuadratura". En los "*I/Q Modulators*", se modulan dos portadoras con un desfase de 90°, independientes entre sí. La modulación *QAM* suele dividirse en dos; esquemas rectangulares y no rectangulares. Los primeros modifican la amplitud y fase de los símbolos a fin de emular un rectángulo o un cuadrado en la constelación. Los sistemas no rectangulares, por otro lado, representan cualquier otra figura.

Dependiendo de la cantidad de energía que se desea emplear, los sistemas prácticos *QAM* pueden llegar a codificar de 2 a 8 bits por símbolo. Los esquemas 16 y 32 *QAM* son ampliamente usados en módems, enlaces digitales de radio y sistemas DVB-T, mientras que los de orden mayor (64-*QAM* a 256-*QAM*) son empleados en DVB-C.

Como se dijo anteriormente, al tener un valor mínimo de bits codificados (2 bits), la modulación 4-*QAM* comparte la misma representación que la constelación *QPSK*

(dependiendo del ángulo con el que se considere); sin embargo, la modulación *PSK* requiere (en general), una cantidad menor de potencia transmitida que la empleada por su homóloga en *QAM*, para una misma tasa de error.

Usualmente, los sistemas de comunicación digital hacen uso de esquemas de modulación *M*-ario, cuyo valor *M* tenga una raíz cuadrada entera (formando un cuadrado perfecto en la constelación); sin embargo, existen constelaciones poco comunes que no son usadas en sistemas prácticos (pero sí en propósitos académicos); tal es el caso del esquema *8-QAM* rectangular.

*QAM* se usa abundantemente en el estándar ETSI *Digital Video Broadcasting* debido a que sus altos estados "*M*" son más eficientes (respecto al *BER*) que sus equivalentes en *PSK*, es sumamente eficaz con el uso del ancho de banda y usualmente requiere amplificadores de potencia lineales. Por otro lado, quizá la desventaja más significativa de este tipo de modulación, estriba en que requiere una alta potencia de operación.

Para sistemas *M-QAM* con constelaciones cuadradas y usando un sistema de detección coherente, la probabilidad de bit de error se aproxima a:

$$P_{e_{bitMQAM}} \approx 4 \left( \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} \log_2 M} \right) Q \left( \sqrt{\frac{2E_{min}}{N_0}} \right) \approx 4 \left( \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} \log_2 M} \right) Q \left[ \sqrt{\frac{3E_{avg}}{(M-1)N_0}} \right]$$

$$\therefore P_{e_{MQAM}} = 2 \left( \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} \log_2 M} \right) \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{3(\log_2 M)E_b}{(M-1)N_0}}$$
[2.10]

## 2.4 ESPECTRO DE SEÑALES PSK Y QAM

Otro parámetro fundamental en la caracterización de señales moduladas digitalmente, es su comportamiento en el dominio de la frecuencia. La transformada de Fourier de un pulso rectangular (con un tiempo de símbolo  $T_s = nT_b$ ) es una función "*sinc*", de la forma:

$$F(f) = T_s \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} = nT_b \frac{\sin \pi f n T_b}{\pi f n T_b}$$

La ecuación matemática que describe la densidad espectral de potencia bilateral de las señales del tipo *MPSK* y *MQAM* es, (consecuentemente) común a ambas y relativamente sencilla (debido a que la forma de onda modulante es, generalmente, una secuencia de rectangular de bits). Resumiendo, para aquellas señales cuya forma de onda modulante se base en pulsos rectangulares, la ecuación que define su espectro es:

$$PSD = K \left\{ \frac{\sin[\pi(f - f_c)T_s]}{\pi(f - f_c)T_s} \right\}^2 + K \left\{ \frac{\sin[\pi(-f - f_c)T_s]}{\pi(-f - f_c)T_s} \right\}^2$$
[2.11]

Donde *K* representa la energía de símbolo:

$$K = PT_s = E_s$$

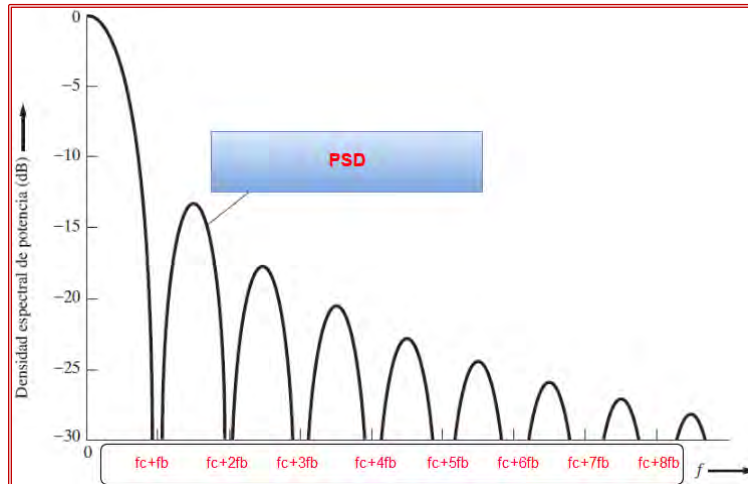


Figura 2.3 PSD de una Señal Modulada Digitalmente

Una consideración que debemos tener presente en el análisis del espectro y de la *PSD*, es el ancho de banda sobre el que se considerará un determinado análisis. Existen varias definiciones al respecto; el ancho de banda absoluto (intervalo en que el espectro de la señal es distinto de cero), el ancho de banda nulo a nulo (rango de frecuencias cercanas a la portadora en las que se encuentra un primer nulo) y el ancho de banda de potencia (aquel espacio en el espectro en el que se observa el 99% de la potencia total de la señal a analizar<sup>1</sup>). Para los alcances del presente trabajo, únicamente se considerará el nulo a nulo.

## 2.5 ANÁLISIS DEL ENLACE

El propósito del análisis de un enlace inalámbrico tiene, dentro de sus objetivos primordiales, determinar si la potencia recuperada en el receptor es suficiente o aceptable para que la señal deseada pueda ser percibida. Dicho análisis pretende sostener un diseño que obedezca a la reducción máxima de la potencia transmitida y al máximo flujo de tráfico, a un costo mínimo. Éste tipo de estudios son esenciales en la implementación real de sistemas de comunicación al ofrecer una proyección matemática de la distancia máxima que se puede alcanzar con el enlace y además, se analiza el rango de propagación adecuado para los distintos esquemas de modulación.

El análisis de la potencia del enlace considera todas las ganancias y pérdidas existentes; la Potencia Isotrópica Radiada Efectiva (PIRE), la presencia de atenuaciones en el medio de propagación y la directividad de la antena receptora.

### 2.5.1 POTENCIA ISOTRÓPICA RADIADA EFECTIVA (PIRE)

Una antena es un transductor capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas. Es un dispositivo recíproco y pasivo que acopla energía al medio de transmisión y posee una

<sup>1</sup>FCC Rules and Regulations, sección 2.202 47CFR 21.106

eficiencia de radiación (dependiente de su resistencia de radiación) y un patrón de radiación (dependiente de su forma).

La obtención de la PIRE se asocia directamente al patrón de radiación característico de una determinada antena. Dicho patrón representa gráficamente, en un diagrama polar, las intensidades de los campos o las densidades de potencia que existen en distintas posiciones angulares. La relación de la densidad de potencia que es radiada hacia una dirección particular, teniendo en consideración la densidad de potencia que una antena isotrópica ideal irradiaría (a una determinada distancia común), es denominada "directividad" o "ganancia directiva". Generalmente dicha ganancia es expresada en  $dBi$  (i hace alusión al isotrópico). La ganancia de potencia, por otro lado, considera la disipación de energía que el transductor tiene debido a pérdidas óhmicas. Matemáticamente, estos elementos se definen de la siguiente forma:

$$\mathcal{D} = G_D = \frac{\mathcal{P}}{\mathcal{P}_{Ref}} \quad y \quad G_P = \mathcal{D}n = G_D n = \mathcal{D} \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_d}$$

$\mathcal{D}$  ó  $G_D$ , es la ganancia directiva y es adimensional.

$G_P$  es la ganancia de potencia

$\mathcal{P} \left[ \frac{W}{m^2} \right]$  es la densidad de potencia en una dirección particular.

$\mathcal{P}_{Ref} \left[ \frac{W}{m^2} \right]$  es la densidad de potencia considerando un punto de referencia. Comúnmente se refiere a la antena isotrópica.

$n$  es la eficiencia de la antena y es adimensional.

$P_{rad}[W]$  es la potencia radiada por la antena.

$P_d[W]$  es la potencia disipada por la antena.

La PIRE (o  $EIRP$ , por sus siglas en inglés), puede ser definida como la cantidad de potencia de transmisión equivalente (que tendría que radiar una antena isotrópica) para alcanzar una misma densidad de potencia (en una determinada dirección), considerando una antena distinta al isotrópico. Se calcula a través del producto de la potencia radiada por la directividad, es decir:

$$EIRP = P_{rad}\mathcal{D} = P_{rad}G_D = G_P(P_r + P_d)$$

## 2.5.2 MEDIO DE PROPAGACIÓN

Dentro de los efectos más perjudiciales en la transmisión de una onda de radiofrecuencia, en un medio de transmisión, podemos considerar los siguientes:

### ATENUACIÓN Y ABSORCIÓN

Atenuación y absorción son dos procesos distintos. El primero se refiere a la reducción de la densidad de potencia debida a la dispersión de la señal, mientras que la absorción se relaciona a la pérdida de energía debida a la interacción de la onda con distintos tipos de partículas (vapor de agua, oxígeno, etc.). Los efectos de absorción son perceptibles de acuerdo a la frecuencia con la que se trabaje, por ejemplo, cerca de los  $22 GHz$  el vapor



de agua puede provocar ciertos problemas en los enlaces; a frecuencias menores a los 15GHz, los efectos de absorción pueden considerarse ínfimos.

La atenuación, por otra parte, obedece a la ley del cuadrado inverso por efecto de dispersión. Aunque es un caso ideal, con frecuencia y por simplicidad, un radiador suele ser modelado como una antena isotrópica que produce un frente de onda esférico cuyo radio es "r". Si dicha onda viajara a través del espacio libre, las esferas concéntricas del frente de onda conservarían la potencia total (distribuida en el área total de cada una de todas las superficies), sin embargo, como dichas áreas aumentan proporcionalmente a la distancia, la densidad de potencia se vería reducida de forma inversa al cuadrado de la distancia.

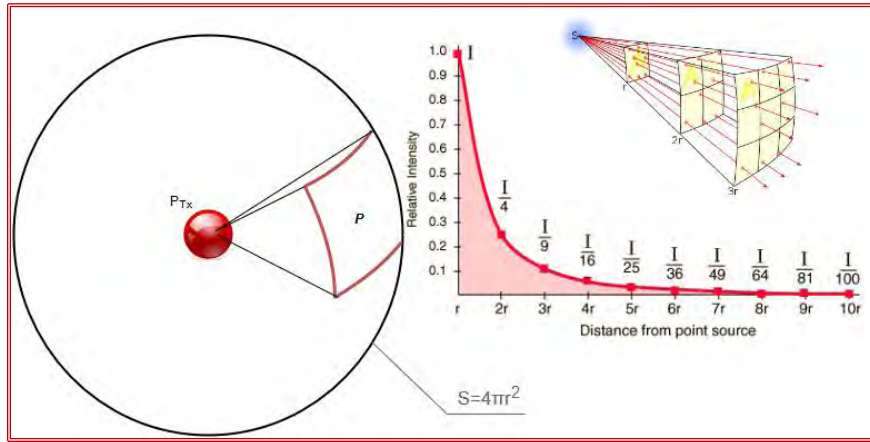


Figura 2.4 Inverse Square Law

La relación de la potencia recibida por una antena y la densidad de potencia incidente es llamada "área efectiva" ( $A_{eff}$ ). Además, cualquier antena aislada cumple con la igualdad:

$$A_{eff_{Rx}} = \frac{\lambda^2}{4\pi n_{Rx}} G_{D_{Rx}}$$

Por tanto, la potencia recibida en determinado punto de dicha esfera está dada por la siguiente ecuación:

$$P_{Rx} = \mathcal{P}_{Rx} A_{eff_{Rx}} n_{Rx} = \frac{P_{Tx}}{4\pi r^2} A_{eff_{Rx}} n_{Rx}$$

Considerando que la antena transmisora es real y posee una ganancia directa, se puede reescribir la expresión:

$$P_{Rx} = \frac{EIRP_{Tx}}{4\pi r^2} A_{eff_{Rx}} n_{Rx} = \frac{P_{rad_{Tx}} G_{D_{Tx}}}{4\pi r^2} A_{eff_{Rx}} n_{Rx}$$

$$\therefore P_{Rx} = P_{rad_{Tx}} G_{D_{Tx}} G_{D_{Rx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

[2.12]

En donde la *Free Space Loss*, para una antena isotrópica, es definida por el factor:

$$L_s(d) = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

[2.13]

## DESVANECIMIENTOS

Es un conjunto de fenómenos en el que la potencia de la señal cambia en un determinado medio de transmisión. Es uno de los procesos más difíciles y complejos de modelar en un sistema de comunicación. Depende de los cambios atmosféricos, la geografía de los enlaces y la movilidad (considera las pérdidas existentes por obstáculos). Las fluctuaciones suelen dividirse en lentas y rápidas.

## MULTITRAYECTORIAS

En un sistema de comunicaciones inalámbrico (en donde la señal viaja a través de la atmósfera y otros medios), la onda puede ser propagada y recibida a través de varios caminos distintos. Éste fenómeno puede producir un retardo en la llegada de los símbolos. Además (cuando existen reflejos de la señal recibida), las ondas pueden llegar con una fase opuesta, lo que puede producir la cancelación de dichas señales.

Las multitrayectorias se deben a tres razones principales; la reflexión, la difracción y el *scattering* (un tipo de dispersión en donde la onda incide con objetos de menor tamaño que su longitud de onda).

Como se verá más adelante, una vez implementadas las constelaciones, los primeros experimentos mostraron que el *Bit Error Rate* de la "transmisión pura" de los esquemas de modulación resultaba ser considerablemente grande (del orden de  $10^{-2}$ ), aún en distancias cortas. La toma de datos bajo estas condiciones fue ineficiente. Para solucionar el problema anterior, se optó por usar un filtro *FIR Root-Raised Cosine* (preprogramado en LabVIEW). Es necesario, entonces, recordar un par de conceptos en torno a los filtros.

## 2.6 FILTRO DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN

Los cambios radicales de amplitud, fase o frecuencia en una transmisión digital, hacen que se creen componentes espectrales de alta frecuencia; dicho fenómeno puede generar la superposición de símbolos adyacentes (*Inter Symbol Interference* o *ISI*). A fin de evitar dicha interferencia, las señales suelen ser sometidas a un proceso de filtrado. Existen dos tipos de filtros; los *Infinite Impulse Response* y los *Finite Impulse Response* (que tienen una respuesta finita debido a que no poseen retroalimentación). Dada la sencillez del diseño, la facilidad de implementación y su adaptabilidad en sistemas "*Multi-Rate*", los *FIR* son implementados en la mayor parte de los dispositivos basados en *DSP* y *FPGA* (siendo el caso de los *USRP*).

En los sistemas de telecomunicación actuales, los filtros más usados son los Gausianos y los de Nyquist (que tienen la propiedad de tener simetría dependiente del *Symbol Rate*). Los filtros *Raised Cosine (RC)* y *Root Raised Cosine (RRC)* son dos ejemplos de filtros paso bajas de Nyquist, cuya respuesta en el tiempo llega al cero en un periodo correspondiente al espacio entre símbolos, combatiendo así la *ISI*.

Una ventaja fundamental de los filtros Nyquist sobre los Gausianos, estriba en que los primeros pueden ser implementados en los transmisores y en los receptores (trabajando conjuntamente y haciendo lo que se conoce como "*Matched Filters*"). El filtrado del transmisor reduce la potencia adyacente radiada fuera del canal (reduce el *ISI* debido a sistemas multiportadoras), por otro lado, el filtro del receptor se encarga de reducir efectos del *ISI* debido al ruido circundante y a las multitrayectorias generadas en la transmisión. Los filtros Gausianos, por otra parte, tienen la ventaja de consumir una menor cantidad de potencia y su estructura permite la implementación sencilla de sistemas de recuperación de reloj.

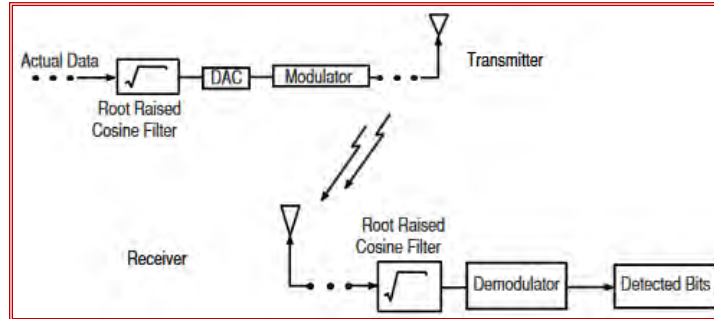


Figura 2.5 Matched Filters

Como se verá más adelante, el pasillo donde se realizaron los experimentos mostró tener una gran cantidad de multitrayectorias; debido a ello, se optó por la implementación de los filtros Nyquist.

Comparando la respuesta al impulso de los filtros *RC* y *RRC*, podemos notar que no existe una diferencia significativa entre ambos; sin embargo, la respuesta en frecuencia del *RRC* produce una función *sinc* mucho más "fina" que su homóloga (debido a su raíz cuadrada). Por lo anterior, es común encontrar en varias aplicaciones prácticas el uso de los *RRC* (representan los filtros *Nyquist* más populares).

Matemáticamente, la función que define el comportamiento en la frecuencia de los *RRC*, está dada por:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{for } |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \\ \left\{ \cos \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left[ |f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right] \right\} & \text{for } \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & \text{for } |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases}$$

En el caso de los *RC*, el coseno de la ecuación anterior debe ser elevado al cuadrado.

Como se ve claramente, las respuestas en frecuencia de estos dos filtros Nyquist depende intrínsecamente del *Symbol Rate* ( $R_s$ ) y del factor  $\alpha$  (llamado comúnmente factor de caída o *Roll-Off Factor*) que define un valor cuantitativo de la razón del ancho de banda de Nyquist ( $W$ ) sobre el ancho de banda utilizado ( $W_0$ ).

$$R_S = \frac{1}{T_S} \quad y \quad \alpha = 1 - \frac{W}{W_0}$$

Debemos recordar una relación importante antes de comentar estas expresiones matemáticas; el ancho de banda del primer lóbulo generado por un pulso cuadrado (que tiene el 90% de la potencia total de la señal) es igual a  $R_S$  en banda base, por otro lado en la sección de RF o frecuencias "bandpass", el ancho del lóbulo se incrementa hasta  $2R_S$ .

De la segunda ecuación se puede observar que, si se tuviera un filtro perfecto (con una caída vertical exacta), el valor de  $\alpha$  sería igual a cero. Éste sería un caso particular ideal ya que el ancho de banda del filtro sería ocupado con una eficiencia del 100%. En el caso del procesamiento en banda base de la señal, el ancho de banda equivalente sería  $R_S$ . Desafortunadamente, este resultado es imposible de implementar.

En el otro extremo, si el valor del *Roll-Of Factor* (también llamado factor de exceso de ancho de banda) fuera igual a 1, indicaría que el ancho de banda ocupado por el filtro sería igual a dos veces la tasa de transmisión de símbolos.

Los valores típicos para un sistema de comunicaciones inalámbrico estandarizado rondan desde los 0.2 hasta los 0.4, sin embargo, en algunos sistemas de transmisión de video, el rango se amplía de 0.35 a 0.5.

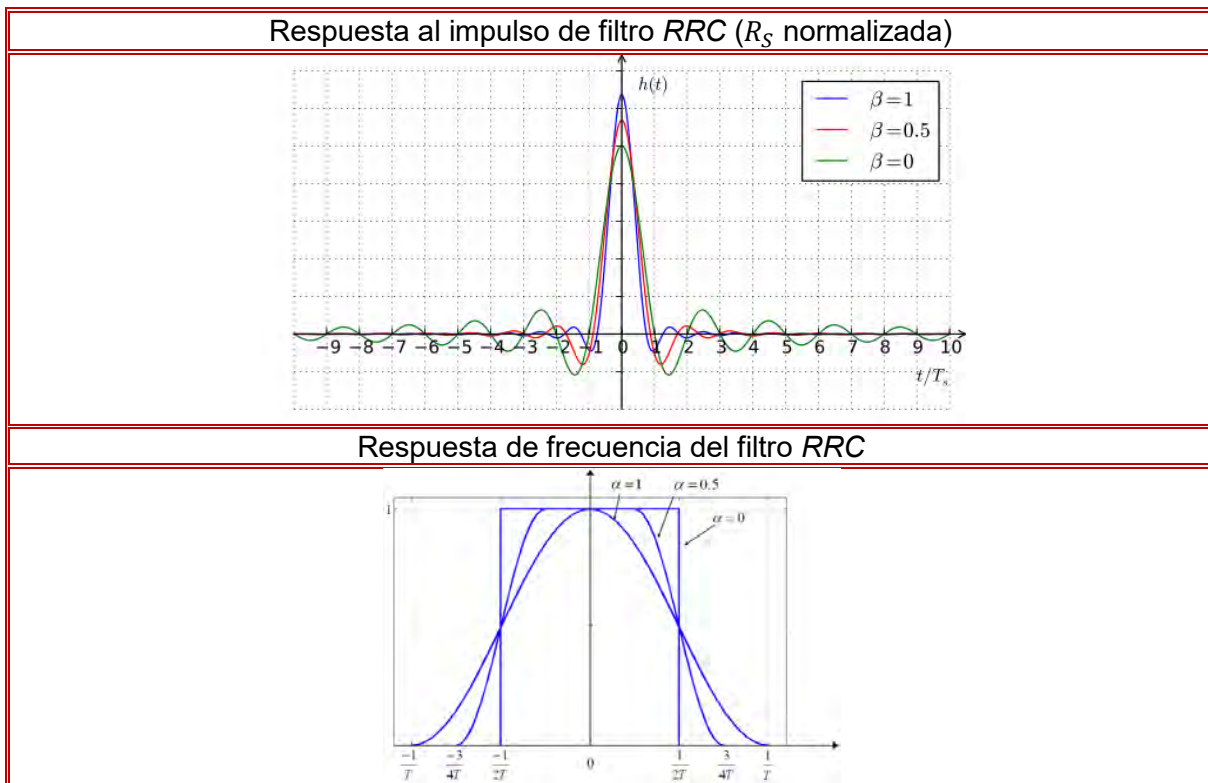


Figura 2.6 Filtro RRC

---



---

**REFERENCIAS DEL CAPÍTULO**

- [2.1] COUCH, L. W. . *Digital and Analog Communication Systems*. Englewood Cliff, USA: Prentice Hall Inc., 7th edition.(2007)
- [2.2] National Instruments White Paper. *What is I/Q Data?*. Recuperado de <http://www.ni.com/tutorial/4805/en/>
- [2.3] TOMASI, W. . *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. México: Prentice-Hall 5a. edición (2003)
- [2.4] HRANAC, Ron. Currivan, B. CISCO Systems (2006). *Digital Transmission:Carrier-to-Noise Ratio, Signal-to-Noise Ratio, and Modulation Error Ratio* Application Note.  
Recuperado de <https://www.broadcom.com/collateral/wp/CMTS-WP101-R.pdf>
- [2.5] PROAKIS G. J. , Manolakis G.D. *Tratamiento Digital de Señales* Madrid, España: Prentice Hall, 1998
- [2.6] HRANAC, Ron. CISCO Systems (2007). *BER and MER Fundamentals*. Application Note.  
Recuperado de [http://www.gcscte.org/presentations/2008/Ron.Hranac\\_Presentation-BER%20+%20MER%20Fun.pdf](http://www.gcscte.org/presentations/2008/Ron.Hranac_Presentation-BER%20+%20MER%20Fun.pdf)
- [2.7] OPPENHEIM, A. V., et al. 1998. *Señales y Sistemas*. México: Prentice Hall Hispanoamericana.
- [2.8]- SKLAR, B. (2001). *Digital Communications: Fundamentals and Applications*.  
[2.10] Englewood Cliffs, USA: Prentice Hall Inc.,
- [2.11] FRENZEL, L. E.. (2003). *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*. México: Editorial Alfaomega
- [2.12]- BALANIS, C. A. (1997). *Antenna theory: analysis and design*. Socorro Wiley  
[2.13] and Son, 2nd edition

# CAPÍTULO 3. IMPLEMENTACIÓN DE ESQUEMAS DE MODULACIÓN EN USRP

Este capítulo se encuentra dividido en dos secciones; el objetivo de la primera parte estriba en presentar una introducción sencilla a la arquitectura del equipo *Software Defined Radio (SDR)*, sobre el cual será basado el presente estudio. Además de lo anterior, se abordan algunos conceptos básicos del lenguaje de programación empleado.

Por otro lado, en la segunda parte del capítulo se hace una descripción general de la realización de los experimentos; un análisis de los tipos de modulación empleados, el tipo información transmitida y el análisis de algunos parámetros de la calidad de la modulación (*MER*, *Eye Diagram* y *SNR*).

## 3.1 *Universal Software Radio Peripheral (USRP)*

La *IEEE* ha definido a un dispositivo *SDR* como un “*Radio in which some or all of the physical layer functions are software defined*”; a partir de lo anterior se puede intuir que los *SDR* son unidades modulares cuyas funciones de transmisión o recepción son controladas vía *software* (generación de señal, modulación/demodulación, codificación y sincronización). Las ventajas de éstos dispositivos son muchas; son reconfigurables (al ser controlados fácilmente, poseen una configuración dinámica), son interoperables (pueden operar de acuerdo a distintas tecnologías de forma simultánea) y su nivel de confiabilidad depende de los distintos algoritmos de prevención, detección y corrección de errores. Como es de esperarse, dichas ventajas traen consigo un consumo de potencia considerable debido a la cantidad de procesamiento que implican.

Los *SDR* suelen ser clasificados de acuerdo al tipo de arquitectura que poseen; se dice que aquellos dispositivos que hacen uso de una computadora normal para la configuración general del sistema tienen un enfoque de computadora (son relativamente fáciles de programar), los dispositivos de enfoque de coprocesador aceleran la velocidad del procesamiento a través del uso de un *FPGA* o un *DSP* orientado (reducen el consumo de potencia pero también su flexibilidad) y los sistemas con enfoque de procesador central utilizan procesadores basados en *FPGA* o *DSP* dedicados intrínsecamente al control del *hardware* (su programación permite un fácil y rápido traslado al lenguaje máquina, pero sus algoritmos poseen un estructura compleja).

En aplicaciones en las que el consumo de energía o potencia no son de consideración (sistemas orientados a la investigación o a actividades académicas), las estructuras con enfoque de computadora adquieren una importancia trascendental por ser flexibles y adecuarse virtualmente a cualquier tipo de tecnología que les sean programados.

Matt Ettus, presidente y fundador de la empresa que lleva su nombre, desarrolló una serie de productos *SDR* basados en *FPGA* (*Field Programmable Gate Array*), orientados a la implementación práctica de modelos inalámbricos. *Ettus Research*<sup>TM</sup> (adquirida por *National Instruments* en 2010), es ahora una de las compañías líderes en el desarrollo de equipos *SDR* orientados al desarrollo de prototipos de investigación con un enfoque por computadora, incluyendo la familia de productos *Universal Software Radio Peripheral* (*USRP*<sup>TM</sup>).

Los *USRP* son subdivididos de acuerdo a las distintas mejoras que se han desarrollado sobre ellos y al tipo de comunicación que tienen con un ordenador; los dispositivos *Bus Series* hacen pequeñas transferencias de muestras a través de los estándares USB 2.0 y USB 3.0, los *Networked Series* son diseños cuya transferencia se basa en interfaces Gigabit Ethernet (incrementando la transferencia de muestras y habilitando un puerto de expansión para la implementación de sistemas *MIMO*) y, finalmente, las arquitecturas *Embedded Series* que poseen un procesador compacto (generalmente OMAP 3) que permiten que la operación de ésta arquitectura no requiera una conexión constante a una computadora.

Dado que (por propósitos académicos), el consumo de potencia y la conexión a la computadora no representan un problema, se hizo uso del modelo NI *USRP*<sup>TM</sup> – 2920 (parte de los *Networked Series*).

### 3.1.1 ARQUITECTURA DEL *USRP* – 2920

La arquitectura de la familia *USRP* se basa en el diagrama general de cualquier radio digital, teniendo la particularidad de que sus componentes pueden ser gestionados “remotamente” vía software.

El diagrama de bloques del modelo *USRP*-2920 (cuya banda de operación abarca desde los 400 *MHz* hasta los 4.4 *GHz*), es separado físicamente por dos tarjetas. La tarjeta madre (una *motherboard* basada en *FPGA*) es la encargada de realizar el procesamiento de la señal en banda base, posee los conversores analógico-digitales (*ADC*) y digitales-analógicos (*DAC*), realiza el proceso de decimación o diezmado de muestras y establece la conexión con un procesador externo. Por otro lado, la tarjeta hija (o *daughterboard*) es la encargada del procesamiento de la señal en radiofrecuencia y define el rango de frecuencias en las que el radio puede operar (existen diversos tipos de tarjetas secundarias, cada una con su propio rango espectral de subida y bajada).

La Figura 3.1 muestra y describe el diagrama de bloques general del equipo.

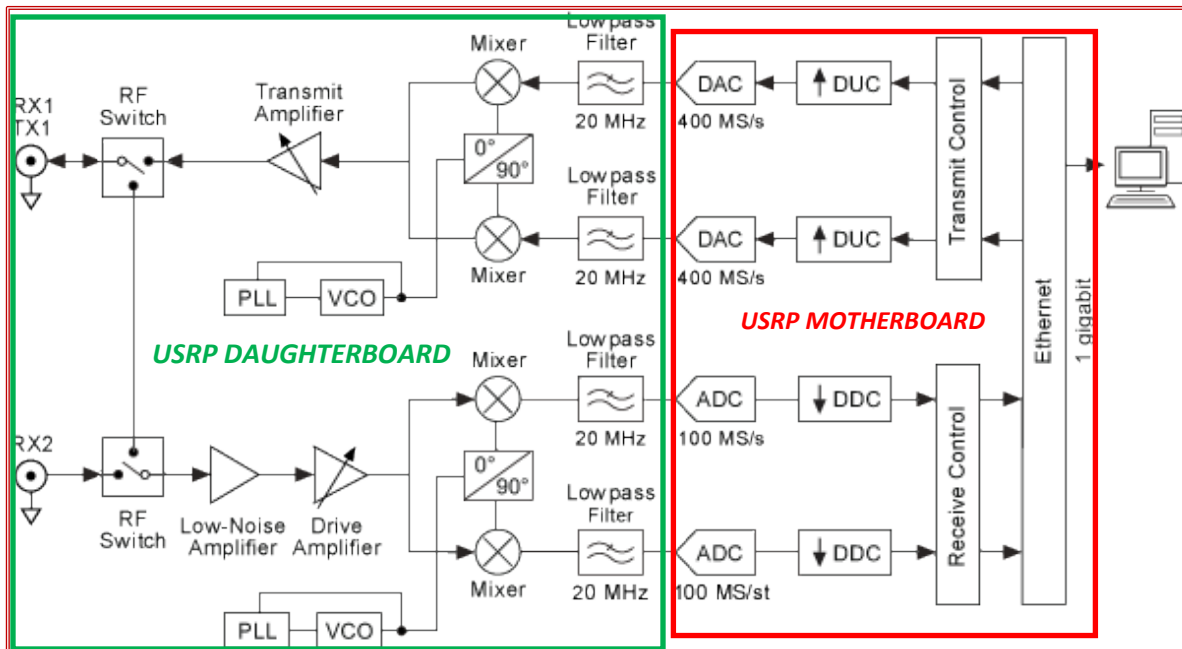


Figura 3.1 NI-USRP-2920 Block Diagram

### TARJETA MADRE.

En el caso particular del USRP-2920, es una FPGA Xilinx Spartan 3A-DSP 3400. Representa el corazón del equipo. A ella se conectan todas las interfaces del dispositivo; la alimentación (6[V] a 3[A]), la interfaz Ethernet, las señales de referencia (reloj externo de 5 o 10 MHz), el puerto de expansión *MIMO* y la comunicación con la *daughterboard*.

**Conexión Ethernet:** Establece una comunicación con un ordenador. La máxima tasa de datos soportable es de 25MS/s con muestras de 16 bits o 50MS/s con muestras de 8 bits. Es necesario señalar que la interfaz de comunicación es *Gigabit Ethernet* (conector RJ-45 categorías 5e o 6), por lo que, cualquier otro puerto con menor ancho de banda no podría establecer dicha conexión.

**Conversores y Decimadores:** La FPGA cuenta con conversores *ADC* de 100MS/s y *DAC* de 400MS/s de 14 bits (para el proceso de recepción y transmisión, respectivamente). Además, se cuenta con convertidores digitales *DDC* (*Digital Down Converter*) encargados de reducir la tasa de muestreo a fin de que el ordenador, conectado a través de la conexión Ethernet, pueda procesar los datos. En el proceso inverso, se hace uso de los *DUC* (*Digital Up Converter*). Es necesario mencionar que, dado que la frecuencia de operación de la FPGA Xilinx Spartan 3A-DSP es de 122.88MHz, se considera apropiada una tasa de muestro de 61.44MS/s para el procesamiento de las señales en frecuencia intermedia (*F<sub>I</sub>*).

Para la familia Xilinx Spartan 3A-DSP, los conversores *DUC* unen el flujo de datos de los canales I y Q, en tres subcanales lógicos. Considerando que el ancho de banda de cada subcanal es de 1.25MHz y que se dejan dos bandas de guarda de 625KHz, podemos notar que el ancho de banda máximo de los conversores *DUC* es de 5MHz.



Considerando una tasa de transmisión normal, a la salida del *DUC* se tendrán dos canales I y Q, formados a partir de la "suma" de tres subportadoras interpoladas, es decir  $I_{Channel} = (61.44M/s)(3) = 184MS/s$ . Con ambos canales (I y Q), se tendrán entonces  $368.64MS/s$ , que son perfectamente tratadas por los *DAC* subsecuentes.

Por otro lado, los *DDC* se encargan de reducir el número de muestras que se entregarán a la interfaz *Gigabit Ethernet*. Poseen tres bloques de filtros con un factor de decimación de dos por lo que, a la salida de los *DDC* se tendrán dos canales (I y Q), cada uno con una tasa de muestreo de  $7.68MS/s$ . La Figura 3.2 ilustra la descripción anterior.

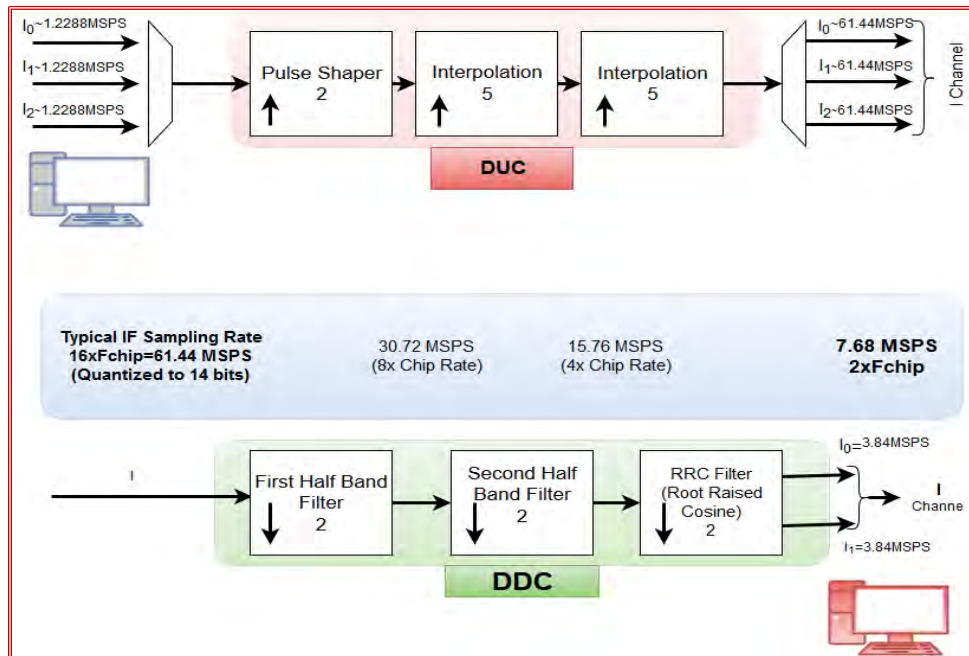


Figura 3.2 DUC/DDC Converters

### TARJETA HIJA (*Transceptor SBX 400MHz-4.4 GHz*)

Es un transceptor encargado de la señal en RF. Existen varios tipos de tarjetas secundarias o hijas; para los alcances de ésta tesis, se hizo uso del modelo SBX 400-4400 MHz. La tarjeta SBX es un transceptor capaz de proveer hasta  $100mW$  de potencia a la salida, tiene una figura de ruido de  $5dB$  y posee un ancho de banda máximo de 40MHz.

Filtro paso bajas: Permite el paso de la señal a una determinada frecuencia intermedia.

Mezclador, VCO y PLL: Representan una parte sumamente importante en la arquitectura de los radios; el mezclador es el encargado de pasar de la frecuencia intermedia a la frecuencia de radiofrecuencia deseada (la tarjeta SBX va dese los 400MHz a los 4.4GHz con una resolución de 1KHz), haciendo uso del *Voltage Controlled Oscillator (VCO)* y del *Phase Locked Loop (PLL)*.

Amplificadores: Existen tres tipos de amplificadores distintos en la arquitectura. En el *Transmit Amplifier* la señal recibe la ganancia necesaria para que la señal sea transmitida (posee un rango de 0 a 31.5 dB), el *Low Noise Amplifier* es una etapa de preamplificación enfocada a amplificar una señal degradada sin decrementar la relación señal a ruido (es un amplificador enfocado a minimizar el ruido adicional) y el *Drive Amplifier* que incrementa la señal recibida ( de 0 a 31.5 dB)

RF Switch: Es un sistema conmutador de señales que ayuda a dividir los procesos de transmisión y recepción. Hay dos sistemas en la tarjeta SBX. Se conectan a las terminales de salida (TX1/RX1 y RX2), que son nodos de salida SMA de 50Ω de impedancia.

Considerando el enfoque por computadora, al poseer una comunicación serial, el *USRP Hardware Driver (UHD)* es compatible con Linux, Mac OSX y Windows, por lo que pueden ser programados en distintos entornos; GNU Radio, LabVIEW y MATLAB (Simulink). Para el caso particular de LabVIEW, el driver cuenta ya con un paquete *LabVIEW Modulation Toolkit* que permite una comunicación sencilla y estable con el dispositivo.

### 3.1.2 LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)

LabVIEW es un entorno gráfico de programación desarrollado en 1986 por *National Instruments* con el propósito de crear de programas científicos orientados al control, automatización, procesamiento y adquisición de datos (*DAQ*). Es una plataforma gráfica de programación en la que la dirección o flujo de datos es fácilmente visible por módulos o bloques que simulan instrumentos de laboratorio virtuales (*VI*).



Los *VI* son bloques que tienen funciones específicas sobre un tipo de dato específico; se encargan de tomar los datos de entrada, de procesarlos de acuerdo a su programación y de enviar dicha información a otros bloques subsecuentes. Como ventaja adicional, es necesario decir que la elaboración de los *VI* no sólo se limita a un entorno gráfico, sino que es compatible con *scripts* elaborados en C, C++ y con archivos m (lo que resulta particularmente útil si se tienen rutinas programadas en C, C++ y Matlab).

A pesar de que los *VI* individuales pueden ser creados de distintas formas, la estructura general de un programa en LabVIEW obedece a la interconexión de bloques de acuerdo a un diagrama de flujo definido; ergo, es necesario que los distintos tipos de datos sean compatibles (la salida de un bloque y la entrada al *VI* subsecuente deben compartir el mismo tipo de dato). Existen distintos tipos de datos en ésta plataforma; la Tabla 3.1 describe los más representativos.


**Cadena de Caracteres**

 Es una secuencia de caracteres ASCII (visibles o no).


**Datos Numéricos**

  Son las variables que se encargan de definir distintos valores numéricos (punto flotante, punto fijo, números enteros con y sin signo y números complejos). Suelen ser clasificados de acuerdo al número de bits que usan para almacenar datos.

**Booleanos**

 Son variables que representan valores 0 o 1; "True" o "False". LabVIEW los almacena usando 8 bits.

**Datos Dinámicos**

 Son un tipo de datos que son fundamentalmente booleanos o numéricos de punto flotante, sin embargo, también pueden ser empleados como arreglos escalares de una o dos dimensiones (pueden representar una forma de onda).

**Arreglos**

Es un conjunto de datos de un mismo tipo (numéricos, booleanos, cadenas de caracteres, formas de onda e incluso *clusters*). El número de elementos y dimensiones depende de la aplicación de cada arreglo.

**Clusters**

Es un conjunto de datos de diferentes tipos (es un arreglo que puede contener cualquier tipo de dato). Una vez ordenados, para desagrupar todos los elementos del *cluster* (de acuerdo a los distintos tipos de datos), se debe usar la función "*Unbundle By Name*".

Tabla 3.1 Tipos de Datos en LabVIEW

La estructura general de los instrumentos virtuales *VI* está compuesta por tres elementos esenciales; el panel frontal (la interfaz de usuario en donde se muestran los controles e indicadores de los que el usuario puede hacer uso para la gestión de cada *VI* individual), el diagrama de bloques (es la representación gráfica del flujo de datos del *VI*, incluye las terminales, funciones, constantes, estructuras y cables por los que los datos cruzarán) y el ícono *VI* (es la representación gráfica del instrumento virtual, por lo que debe indicar claramente el tipo de dato empleado para cada entrada, el tipo de tratamiento que hará sobre los datos de entrada y el tipo de dato o gráfica que se tendrá a la salida).

## 3.2 DESARROLLO EXPERIMENTAL DE LOS ESQUEMAS DE MODULACIÓN

Como se ha visto hasta este punto, el entorno gráfico que LabVIEW ofrece como herramienta de programación de rutinas de procesamiento para sistemas basados en adquisición de datos (*DAQ*), resulta particularmente útil debido a la gran rapidez de la elaboración de los *VI*, al flujo "visible" de datos en los diagramas de bloques y a su gran compatibilidad con otros lenguajes. Debido a lo anterior, se eligió LabVIEW como el software de aplicación para la elaboración de este estudio.

A partir de este punto se presenta una descripción de los experimentos realizados utilizando las modulaciones *PSK* y *QAM*.

### **3.2.1 CONEXIÓN USRP–2920/COMPUTADORA**

Al formar parte de los *Networked Series*, NI USRP™-2920 hace uso de la interfaz *Gigabit Ethernet*, por lo que (como se dijo antes), cualquier otra interfaz con menor ancho de banda será ineficaz en la interconexión del equipo.

La forma ideal de comunicar al equipo con una computadora (o a un procesador dedicado) es a través de la utilización de un cable (categoría 5e o superior), con interfaz RJ-45. Para que lo anterior sea realizado apropiadamente, es necesario que la *Network Interface Card (NIC)* pueda operar a una velocidad de 1000Mbps, de lo contrario, la comunicación entre ambos dispositivos será inexistente.

Actualmente existe una tendencia importante hacia el uso de las tecnologías inalámbricas, debido a ello, las empresas fabricantes de computadoras personales han enfocado sus esfuerzos a la implementación de equipos capaces de soportar las velocidades sobre las que opera *Wi-Fi*, dejando de lado la instalación de *NICs* que operen a velocidades mayores a *Fast Ethernet* (100Mbps). Por lo anterior, la mayor parte de equipos personales comunes (*Laptops*, *Netbooks* o *Ultrabooks*) necesitan medios alternativos para establecer una comunicación con la interfaz del USRP.

Como medios alternativos, durante la elaboración de este trabajo escrito se hizo uso de dos dispositivos externos a fin de establecer la conexión del USRP con distintas computadoras de uso personal. En el primer caso se empleó un dispositivo adaptador *Gigabit Ethernet/USB 3.0*, capaz de comunicarse a través de un bus con un puerto *USB 2.0*. Este tipo de adaptadores resultan muy sencillos de utilizar debido al controlador con el que cuentan y, además, su precio es relativamente barato. Por otro lado, también se hizo uso de un *Switch Cisco*; resulta una alternativa sencilla de implementar pero el gasto podría llegar a ser muy alto si no se cuenta con un equipo físico disponible. La Figura 3.3 ilustra lo anterior.

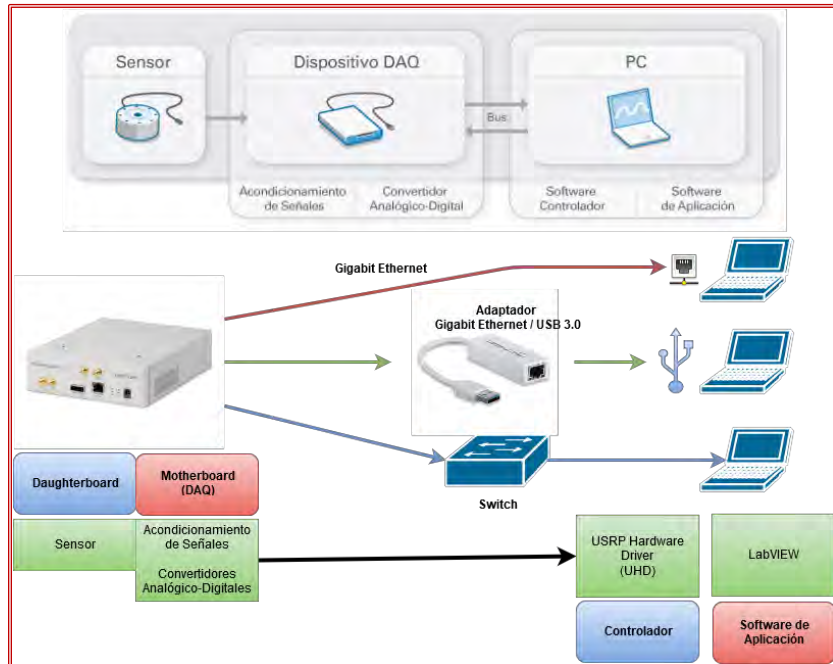


Figura 3.3 Conexión de un dispositivo DAQ

Una vez realizada la interconexión con el dispositivo, es necesario configurarle una dirección IP que nos ayudará a identificarle. Dicho *host* debe formar parte del conjunto de direcciones privadas del bloque de 16 bits clase C de IPv4 (192.168.0.0 - 192.168.255.255). USRP usa *User Datagram Protocol (UDP)* en la transmisión de sus datos; dado que muchos *Firewalls* bloquean este tipo de protocolo, es conveniente deshabilitarlo y definirle a nuestra *NIC* un *host* estático que forme parte de dicha subred. De forma predeterminada, los dispositivos USRP™ - 2920 tienen la dirección 192.168.10.2/24.

Hasta este punto, la comunicación con el dispositivo debería estar completada. Para comprobarlo, se podrían enviar mensajes ICMP (*Internet Control Message Protocol*) tipo "PING" a la dirección definida para el USRP.

La siguiente tarea a realizar (como último paso) será la actualización de la imagen *FPGA* del dispositivo. Gracias al driver del equipo (*UHD*), éste proceso se realiza casi automáticamente, cada cierto periodo de tiempo.

### 3.2.2 USRP – LabVIEW

Una vez concretada la comunicación entre la computadora y el USRP, es posible realizar diagramas de bloques basados en el entorno gráfico LabVIEW, teniendo en consideración la utilización de ciertos bloques *VI* incluidos en el *LabVIEW Modulation Toolkit*. Éstos bloques son necesarios para la elaboración de cualquier esquema de comunicación que desee implementarse sobre dicho software a través de los dispositivos USRP. La Tabla 3.2 describe brevemente la utilidad de dichos bloques.

<b>niUSRP Open Rx Session.vi/ niUSRP Open Tx Session.vi</b>																	
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 0 auto;">             device name              192.168.10.4           </div>																	
<p>Son módulos encargados de la apertura de sesiones de recepción o transmisión. Establecen un identificador específico para cada flujo de datos, por ello, es necesario que se especifique la dirección IPv4 del <i>host</i> definido para el USRP. Además, abre una línea de "error" encargada de identificar el punto específico donde ocurre un posible error en la programación.</p>																	
<b>niUSRP Configure Signal.vi</b>																	
<p>Configures properties of the transmit (Tx) or receive (Rx) signal.</p>	<table border="1"> <tr> <td>IQ Sampling Rate [S/sec]</td> <td>IQ Sampling Rate [S/sec] (actual)</td> </tr> <tr> <td>500k</td> <td>500k</td> </tr> <tr> <td>Carrier Frequency [Hz]</td> <td>Carrier Frequency [Hz] (actual)</td> </tr> <tr> <td>915M</td> <td>915M</td> </tr> <tr> <td>Gain [dB]</td> <td>Gain [dB] (actual)</td> </tr> <tr> <td>12</td> <td>12</td> </tr> <tr> <td>Active Antenna</td> <td>Enabled Channel</td> </tr> <tr> <td>RX1</td> <td>0</td> </tr> </table>	IQ Sampling Rate [S/sec]	IQ Sampling Rate [S/sec] (actual)	500k	500k	Carrier Frequency [Hz]	Carrier Frequency [Hz] (actual)	915M	915M	Gain [dB]	Gain [dB] (actual)	12	12	Active Antenna	Enabled Channel	RX1	0
IQ Sampling Rate [S/sec]	IQ Sampling Rate [S/sec] (actual)																
500k	500k																
Carrier Frequency [Hz]	Carrier Frequency [Hz] (actual)																
915M	915M																
Gain [dB]	Gain [dB] (actual)																
12	12																
Active Antenna	Enabled Channel																
RX1	0																
<p>Es la parte medular de la configuración de los <i>SDR</i>. Gestiona los parámetros definibles del USRP; selecciona la antena activa (TX1/RX1 o RX2), el canal, la frecuencia de muestreo, la frecuencia de la portadora central y la ganancia. Es necesario aclarar que dicha gestión depende de las capacidades particulares de cada <i>daughterboard</i>, es decir, la salida del módulo ofrecerá los parámetros reales sobre los que el <i>SDR</i> operará.</p>																	
<b>niUSRP Fetch Rx Data (poly).vi/ niUSRP Fetch Tx Data (poly).vi</b>																	
<p>Son módulos encargados de enviar las muestras obtenidas por el <i>SDR</i> hacia el software de operación (<i>LabVIEW</i>). En la recepción, los datos de salida pueden ser de distinto tipo (números enteros dobles, complejos y formas de onda). En la transmisión únicamente funcionará como una "puerta de datos" hacia la antena</p>																	
<b>niUSRP Close Session.vi</b>																	
<p>Se usa en la transmisión y recepción. Cierra la sesión de comunicación con el USRP.</p>																	
<b>niUSRP Initiate.vi/niUSRP Abort.vi</b>																	
<p>Son módulos únicamente de recepción. Abren una sesión de adquisición de datos; activan y cierran la sesión del niUSRP Fetch Rx Data (poly).vi.</p>																	

Tabla 3.2 Módulos VI de Comunicación USRP-LabVIEW

### 3.2.3 ANTENAS Y FRECUENCIA DE OPERACIÓN

El objeto del presente estudio está orientado al análisis del comportamiento de algunas modulaciones *PSK* y *QAM* a través de los dispositivos USRP. Dicho análisis debía ser realizado en frecuencias representativas del área de radiocomunicaciones sin afectar la operación de los enlaces existentes. Para lograrlo, se ha consultado el cuadro nacional de atribución de frecuencias (CNAF).

El CNAF clasifica el tipo de servicios que cada banda de frecuencias posee; los servicios primarios (tienen prioridad y derecho a protección contra interferencias secundarias) y los servicios secundarios (que no deben causar interferencia con los servicios primarios ni pueden reclamar protección de interferencia por ellos).

Realizando una comparación entre el CNAF y el rango de frecuencias que la tarjeta SBX puede operar, se seleccionaron tres frecuencias centrales distintas; 905MHz, 1.28GHz y 2.4GHz.

**905MHz.** Es parte de la banda de los 902 a los 928 MHz. Ésta banda está destinada principalmente a aplicaciones de servicio fijo y móvil (salvo móvil aeronáutico). De forma secundaria, está enfocada a la radiolocalización y a la radioafición.

**1.28GHz.** Ésta portadora se encuentra dentro de la banda de radioaficionado de 23 centímetros (1240 a 1300 MHz). Dentro de sus servicios primarios se encuentran la exploración de la tierra por satélite, la radiolocalización, la radionavegación por satélite y la investigación espacial. Como servicio secundario se encuentra la radioafición.

**2.4GHz.** Corresponde a la banda de 13 centímetros (2300 a 2450 MHz). Su uso se enfoca a los servicios fijos, móviles, de radiolocalización y posee un rango espectral reservado internacionalmente para uso no comercial, enfocado a aplicaciones industriales, científicas y médicas (bandas ICM o *ISM*, por sus siglas en inglés). Dada su cercanía con los canales Wi-Fi (14 portadoras de 22MHz de ancho de banda), el trabajo sobre ésta frecuencia debe ser tratado con un cuidado especial. Como la primer portadora *Wi-Fi* opera a una frecuencia de 2.412 GHz, en teoría, la frecuencia de 2.4GHz debe ser "libre" o presentar una interferencia mínima.

Antes de la implementación de cualquier sistema de transmisión, se realizó un sondeo espectral alrededor de cada una de éstas frecuencias de operación a través de dos dispositivos distintos; a través del analizador de espectros *Handheld Spectrum Analyzer FH3 (Rohde and Schwarz)* y, además, con el uso del USRP mediante un VI (parte del *Modulation Toolkit*) que permite hacer un bosquejo virtual del espectro inalámbrico del ambiente. La Figura 3.4 muestra la inexistencia de señales que pudieran perturbar los experimentos.

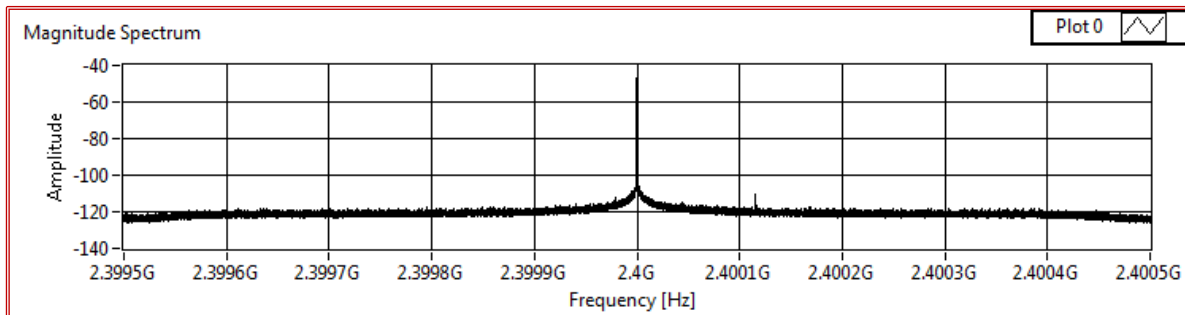


Figura 3.4 Espectro Libre en la Frecuencia 2.4GHz

Una vez comprobada la "limpieza del espectro" alrededor de las frecuencias anteriormente mencionadas, se realizó la selección de las antenas que serían empleadas en los posteriores experimentos.

Para los alcances de este estudio, se hizo uso de dos antenas monopolo distintas. La VERT400-*Antenna* es un monopolo omnidireccional tribanda cuyas bandas principales de operación se encuentran en los 144MHz (con 0dBi a 1/4 de onda), los 400MHz (con 0dBi a 1/4 de onda) y los 1200MHz (con 3.4dBi a 5/8 de onda). Tiene una longitud física de 17 centímetros, posee un conector SMA y soporta una potencia máxima de 10 watts. Por otro lado, la VERT2450-*Antenna* es un monopolo dibanda que comparte muchas de las características que su homóloga posee, pero su rango de frecuencias opera de 2.4 a 2.5 GHz y de 4.9 a los 5.9 GHz.



Figura 3.5 Antenas de Transmisión Empleadas

### 3.2.4 ESQUEMAS DE MODULACIÓN EN USRP

#### TRANSMISOR PSK

*Choose a PSK Format* es una sección del bloque de transmisión. Nos permite definir el tipo de formato *Phase Shift Keying* que trabajaremos (BPSK, QPSK, 8-PSK, 16PSK, pi/4QPSK y OPSK). Subsecuentemente, se muestra el tipo de PSK sobre el que cada formato opera (si es una modulación normal, *offset* o si es diferencial). Además, posee un control que permite gestionar el número de muestras por símbolo que deseamos transmitir (debe ser múltiplo de dos).



Como se dijo antes, al usar el *UHD* de LabVIEW para la adquisición de datos por USRP, debemos hacer uso del módulo *niUSRP Configure Signal.vi* para la gestión de los parámetros fundamentales de los *SDR*. Una de las salidas de éste módulo es el indicador *Coerced IQ Rate* (que muestra la tasa de muestreo). Por tanto, la tasa de símbolos enviados por segundo, será el cociente de ambos controles:

$$Bauds = \frac{(Coerced\ IQ\ Rate)}{(Samples\ per\ Symbol)} = \left(\frac{Samples}{Second}\right) \div \left(\frac{Samples}{Symbol}\right) = \frac{Symbol}{Second}$$

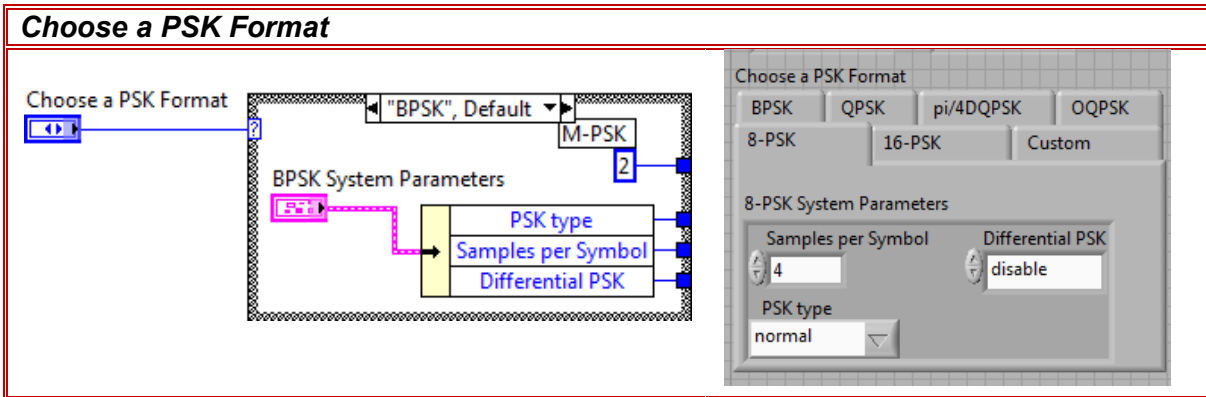


Figura 3.6 Selección del Formato PSK

El siguiente bloque en el flujo de información, llamado *Generate System Parameters.vi*, es un instrumento virtual que realiza el cálculo de los parámetros fundamentales de cada modulación; sus variables de entrada son las que el usuario define en la sección anterior (se encarga de validarlos). Dependiendo del orden *M*-ario sobre el que operará el sistema, prepara un vector binario usando codificación Gray y lo concatena con un vector de elementos complejos (indica el número de bits codificados, valida los parámetros de la modulación y establece el número y valor de los símbolos que mapea). Se compone de dos bloques principales; *GrayCode.vi* y el *Generate PSK Symbol Map.vi*. Dada la importancia que tienen estos instrumentos virtuales en la generación de los sistemas de modulación, conviene analizar rápidamente su función.

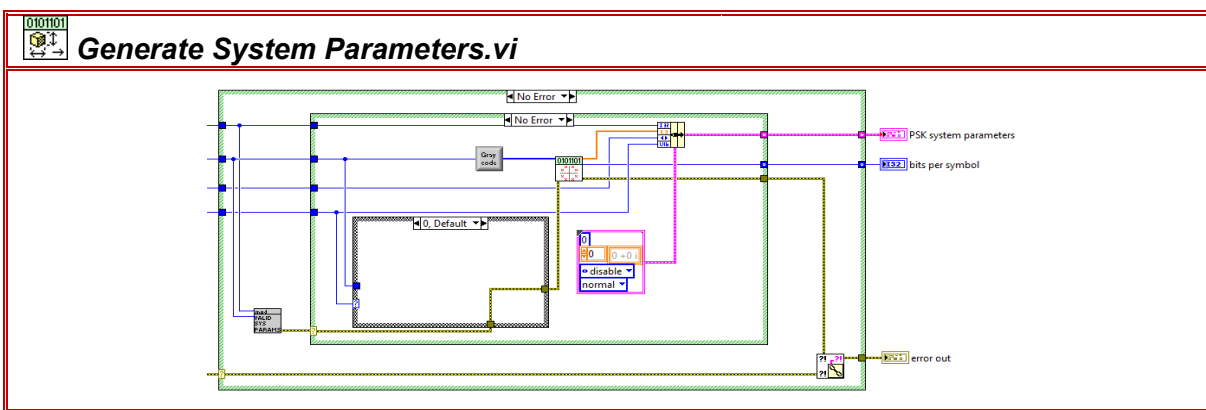


Figura 3.7 Generate System Parameters.vi

El bloque *GrayCode.vi* es encargado de generar un vector de bits codificados en Gray.

A partir del orden  $M$ -ario que la modulación tendrá, se determina el número de símbolos necesarios en su constelación. Una vez hecho lo anterior, el valor entero del símbolo se convierte a código binario para posteriormente ser transformado a código Gray (se aplica una compuerta XOR a su mismo valor binario, desplazado por un bit a la derecha).

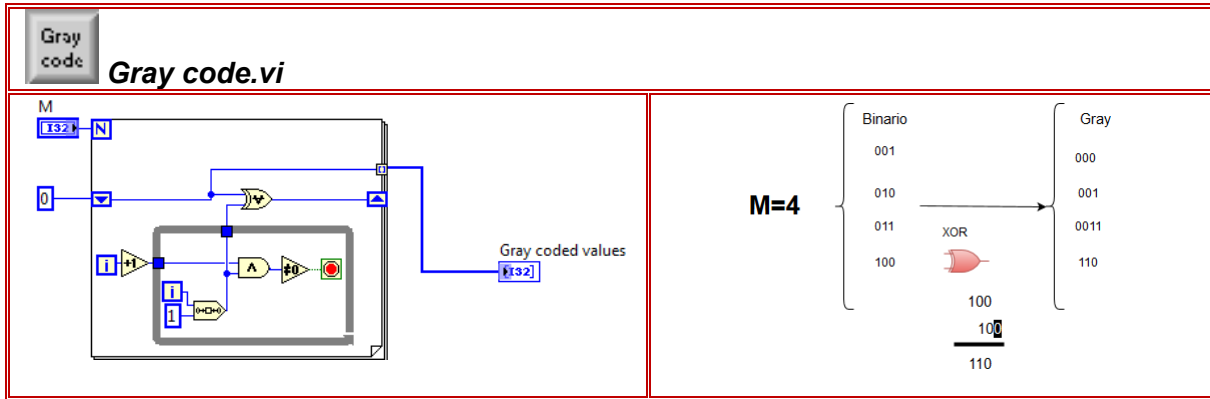


Figura 3.8 Código Gray

El módulo *Generate PSK Symbol Map.vi* es el encargado de generar los símbolos de la modulación PSK. Es un VI encargado de concatenar cada vector codificado en Gray, a un determinado valor en radianes. Posteriormente, convierte dicho número complejo de forma polar a forma binomial. Este conjunto de valores complejos binomiales le darán estructura a la constelación final de la transmisión.

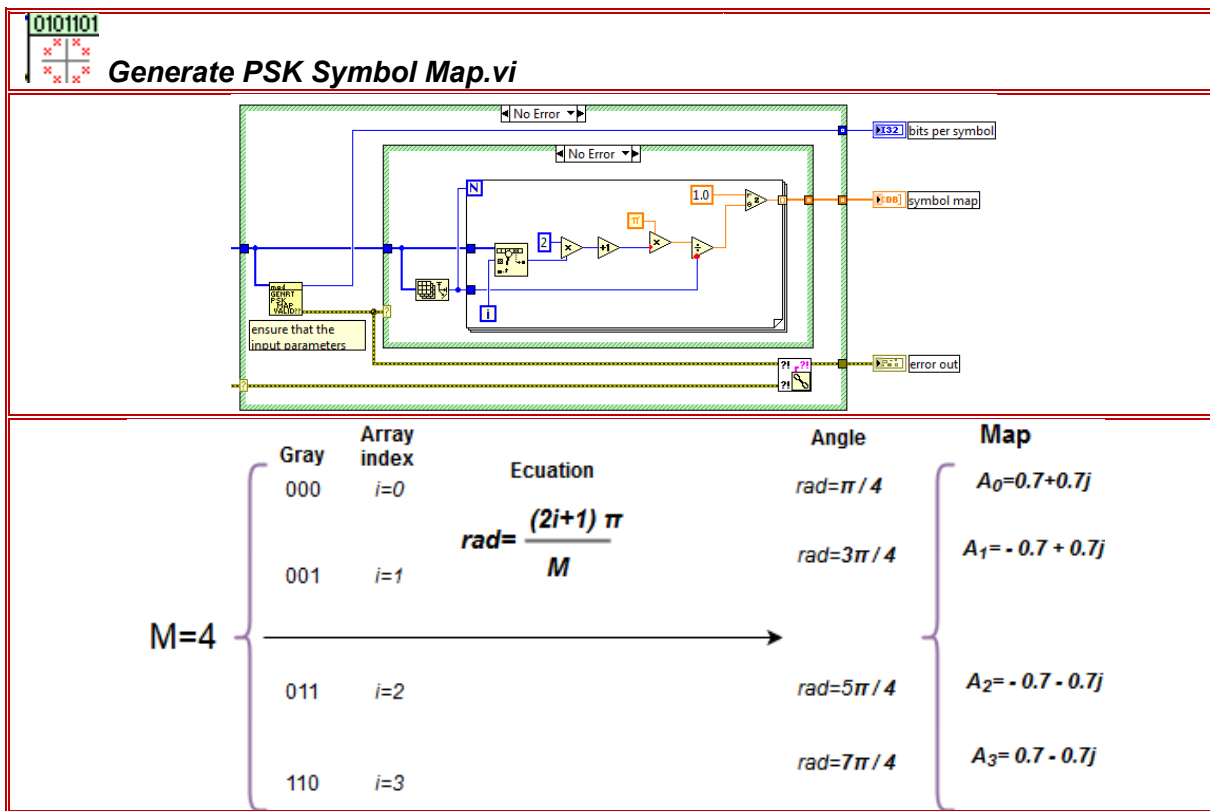


Figura 3.9 Generación de Valores Complejos PSK

Durante la realización de los experimentos se observó que la simple modulación de datos digitales resultaba sumamente complicada de demodular en el receptor (el *Bit Error Rate* resultante era demasiado grande, aún a distancias cortas). Para contrarrestarlo, se hizo uso de un filtro pre programado en LabVIEW. El bloque *Generate Filter Parameters.vi* valida los parámetros definidos por el usuario y genera un vector que contiene los coeficientes del filtro.

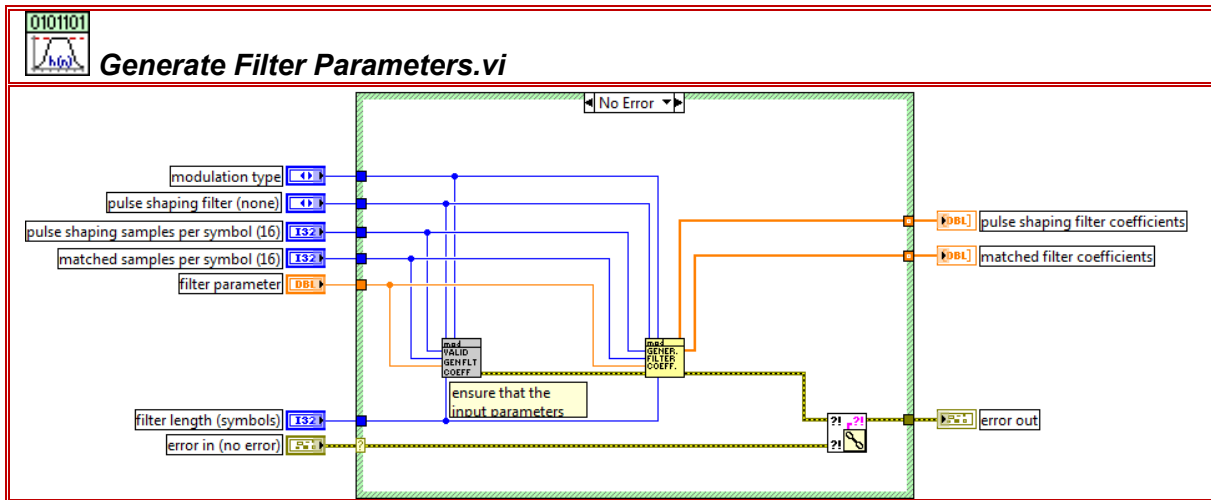


Figura 3.10 Generate Filter Parameters.vi

El módulo encargado de modular la señal *Phase Shift Keying* recibe el nombre de *Modulate PSK.vi*. Recibe los datos validados del *PSK System Parameters.vi*, los coeficientes del filtro definido previamente y la tasa de símbolos por segundo; además, valida la existencia (o ausencia) de errores. Como datos de salida, ofrece una secuencia compleja de símbolos que generarán una forma de onda. Posee tres instrumentos virtuales fundamentales; uno de validación (recibe la validación hecha en el *PSK System Parameters.vi* y procede o detiene el flujo de datos), un módulo encargado de realizar el mapeo de símbolos (*PSK MAP SYMBOLS.vi*) y otro que se encarga de realizar el filtrado virtual de los símbolos mapeados.

A éste modulo se le entrega la secuencia final de bits que desean transmitirse; por su programación (al encontrarse dentro de un ciclo), puede aceptar una secuencia aleatoria números binarios, un patrón constante de bits definidos por el usuario o cualquier archivo de datos transformado a variables enteras con valores de 0 y 1.

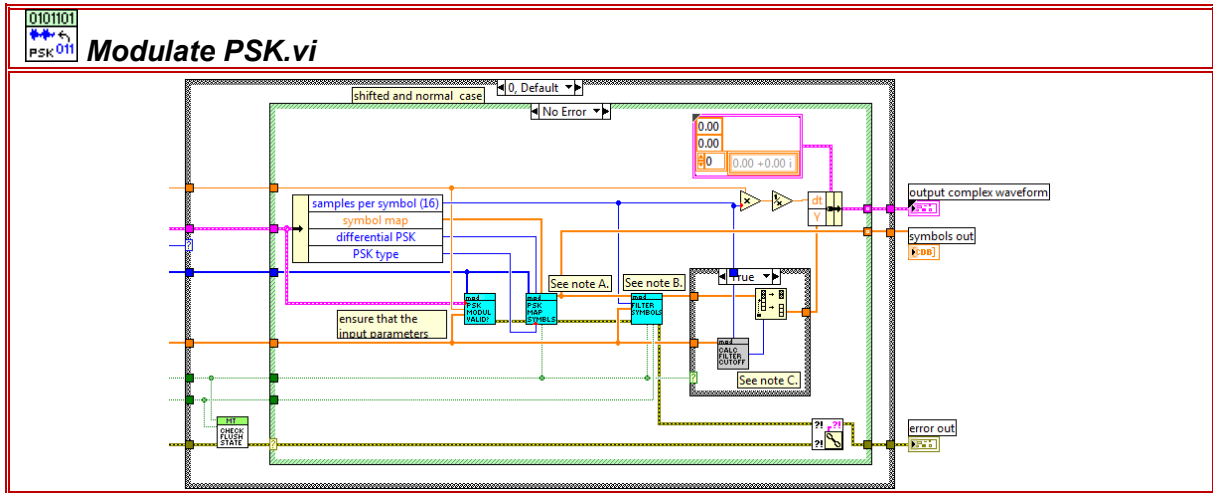


Figura 3.11 Modulador PSK

El *PSK MAP Symbols.vi* forma símbolos constantemente (tomando  $M$  número de bits), tomados a partir de la entrada *Input Bit Stream*. Es el corazón del modulador. A éste VI llega el número de símbolos que se usarán, el valor de cada uno de ellos (*Symbol Map*) y el flujo de datos binarios (*Input Bit Stream*).

Su función principal estriba en concatenar constantemente los símbolos mapeados a un determinado número de bits. Lo anterior permite que exista un flujo constante de información en la transmisión.

Dentro de éste módulo existe un control booleano (*Reset*) que, como su nombre lo indica, resetea la operación del modulador, permitiendo que el flujo de bits sea agrupado de distinta forma.

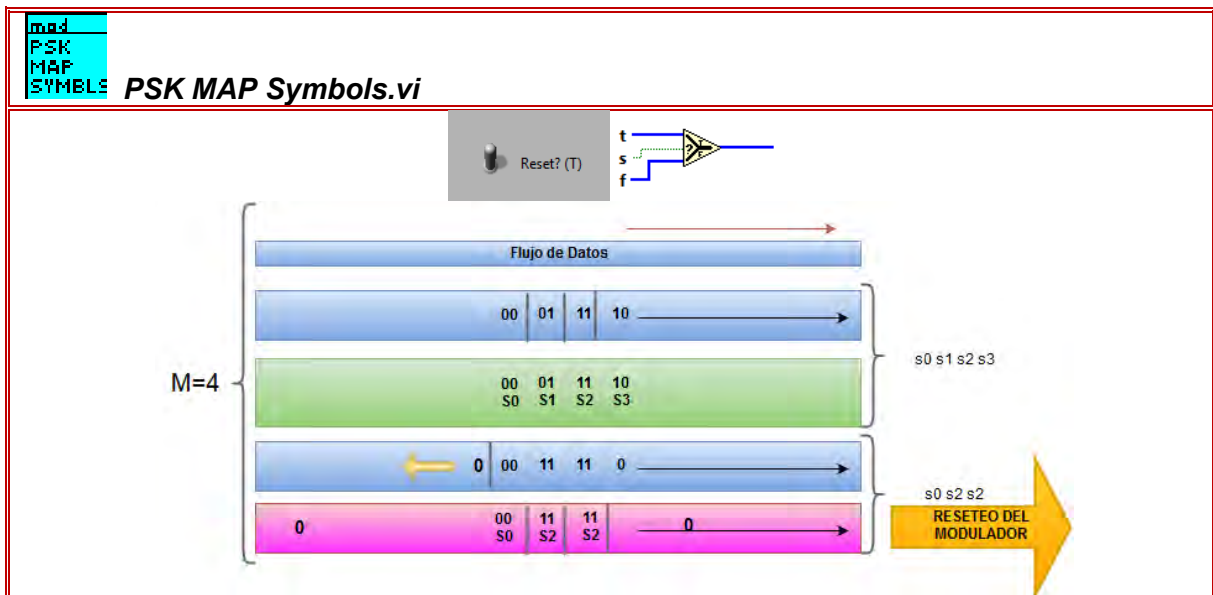


Figura 3.12 Mapeo PSK

*Transmitting Message* una sección del programa enfocada a la elaboración del flujo de bits que será transmitido en el enlace (representa la entrada *Input Bit Stream* del *Modulate PSK.vi*).

Esta sección toma un archivo específico (para este estudio se emplearon archivos de texto con extensión *.txt*, aunque puede adecuarse para la toma de cualquier tipo de archivo), lo lee y almacena en un arreglo de bytes de acuerdo al código ASCII. Posteriormente, convierte dicho arreglo en un nuevo arreglo booleano con valores 0 y 1. Como la entrada del *Modulate PSK.vi* debe ser un flujo de datos enteros, la última parte de esta sección se encarga de convertir cada ocho valores booleanos en un nuevo número entero (con valores de 0 o 1) que se almacena y se concatena con los datos siguientes. El arreglo final (obtenido después de haber convertido todo el archivo a una cadena de números enteros), será enviado como entrada del siguiente bloque.

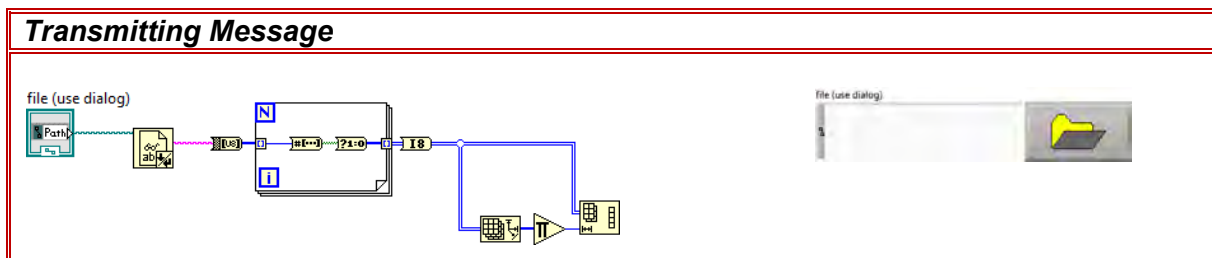


Figura 3.13 Elaboración de bits transmitidos

La última sección del transmisor es una sección del código enfocada a la transmisión del flujo de la información. Hace uso de un *clúster* que almacena y transmite los datos que comunicará al *SDR*. Dado que el clúster se encuentra dentro de un *loop*, la transmisión se detendrá únicamente cuando el usuario detenga intencionalmente el programa o cuando dicho buffer de memoria llegue a su límite (en el último caso, se detiene la secuencia y se envía un mensaje de advertencia al usuario).

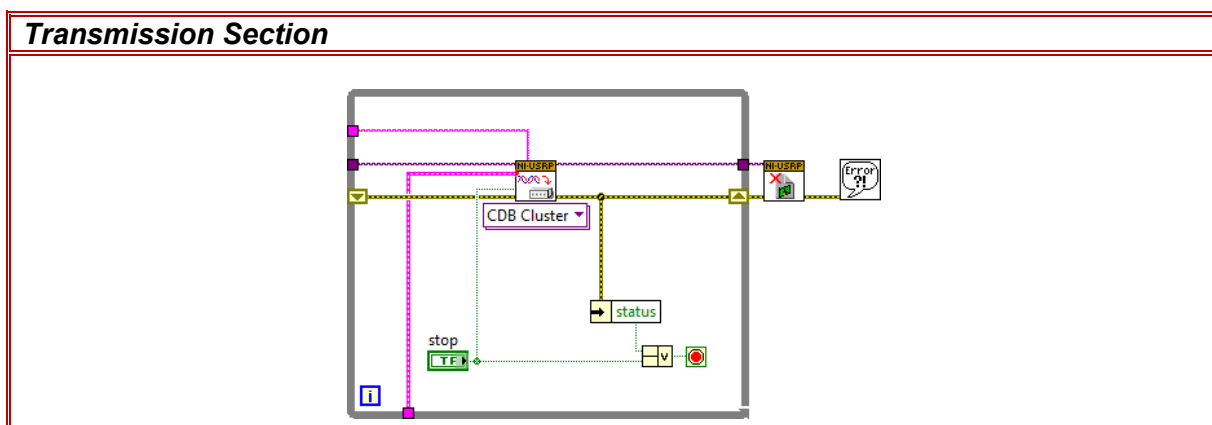


Figura 3.14 Sección de Transmisión

## RECEPTOR PSK

El receptor *PSK* programado en LabVIEW comparte algunos de los instrumentos virtuales más representativos usados en el transmisor.

Dado que el receptor debe conocer la estructura de la constelación que recibirá, debe recibir a la entrada el mismo formato de la modulación *PSK* que fue indicada en el transmisor (sección *Choose PSK Format*), se deben validar los parámetros especificados que gestionan al *Software Defined Radio* (velocidad de muestreo, la frecuencia de la portadora, la ganancia y la antena activa) y también deben especificarse las mismas características para el filtro seleccionado (si se elije implementarlo). Por lo anterior, se debe hacer uso de los módulos *Generate System Parameters.vi* y *Generate Filter Parameters.vi*, antes descritos.

En el receptor, el *Modulation Toolkit* de LabVIEW hace uso de un módulo enfocado a ser el punto de inicio en la toma de datos. El *initiate.vi* genera un clúster de recepción de símbolos a partir de una forma de onda basada en un modulador I/Q (abre la sesión del *niUSRP Fetch Rx Data.vi*).

Una vez hecho lo anterior, se comienzan a guardar los valores complejos de la forma de onda en un clúster que se encontrará dentro de un *loop* (dicho ciclo, al igual que en el transmisor, únicamente se detendrá con la existencia de un problema en el flujo de datos de recepción, con la orden de detención del usuario o cuando el *clúster* llene su memoria). Los valores complejos, guardados dentro del *clúster*, serán enviados a los dos bloques principales de recepción; *Resample (Complex Cluster).vi* (se encarga de tomar datos complejos representativos de acuerdo a los datos especificados por el usuario) y el *Demodulate PSK.vi* (responsable del proceso de demodular).

El *Resample (Complex Cluster).vi* es uno de los dos instrumentos virtuales más importantes del receptor. En éste módulo se realiza una reducción lógica en el número de muestras tomadas de acuerdo a la entrada *Desired Sample Rate*, que debe ser igual al *IQ Sampling Rate* indicado por el usuario en el transmisor (se realiza un nuevo proceso de muestreo).

Dicho de forma más simple, éste módulo se encarga de realizar una decimación virtual cuya salida sea una forma de onda compleja con una tasa de muestreo similar a la obtenida por el *Modulate PSK.vi*, en el transmisor. Para lograrlo, determina el factor de decimación de la siguiente forma:

$$\text{Decimation Factor} = \frac{DDC_{\text{Sampling Rate}}}{\text{Desired Sample Rate}}$$

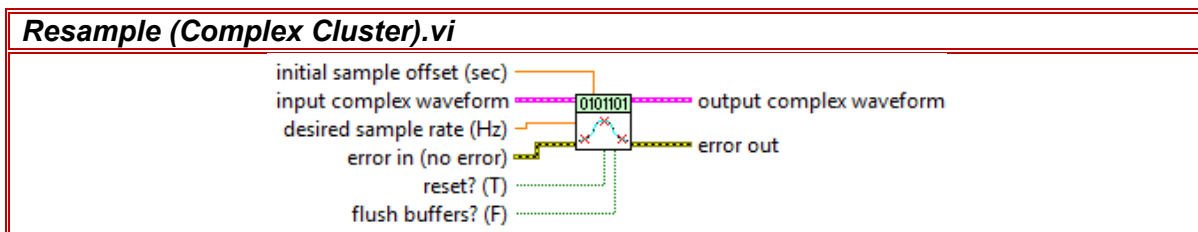


Figura 3.15 Bloque de Re-Muestreo

La salida del *Resample (Complex Cluster).vi* será entonces una forma de onda compleja que será la entrada principal del siguiente instrumento virtual; el demodulador.

El demodulador PSK programado en LabVIEW necesita como datos de entrada muchos de los datos aportados el usuario en el transmisor y las salidas de los módulos principales de éste. Es debido a lo anterior que hace uso de diversos VI y secciones del diagrama de bloques del transmisor PSK.

Dado que el *Demodulate PSK.vi* debe conocer la estructura de la constelación que recibirá, tiene que recibir a la entrada el mismo formato de la modulación PSK que le fue indicada al transmisor (hace uso de la sección *Choose PSK Format*), se deben validar los parámetros especificados que gestionan al *Software Defined Radio* (velocidad de muestreo, la frecuencia de la portadora, la ganancia y la antena activa) y también deben especificarse las mismas características para el filtro seleccionado (si se elije implementarlo). Por lo anterior, se debe hacer uso de los módulos *Generate System Parameters.vi* y *Generate Filter Coefitiens.vi*, que son los instrumentos virtuales más importantes del transmisor.

Considerando que los datos especificados por el usuario hayan sido correctos y que el procesamiento de los mismos haya sido realizado de forma adecuada en los módulos y secciones antes mencionadas, el demodulador PSK debería conocer el valor complejo de cada símbolo de las constelaciones recibidas, los parámetros del filtro empleado, la velocidad de transmisión de los símbolos y el valor del elemento (en código Gray) asociado a cada símbolo de la constelación.

Considerando que el transmisor y receptor implementen un determinado filtro acoplado, el primer paso que el demodulador realiza es una comparación entre la forma de los datos de entrada recibidos y el filtro ideal obtenido por sus propios cálculos (considerando el tipo de filtro, el factor "Roll off" y el número de coeficientes empleados). Trunca la respuesta del filtro.

Una vez hecho el proceso anterior, el demodulador se encarga de buscar el momento óptimo para el mapeo de los símbolos; busca en la forma de onda recibida un elemento complejo semejante a los símbolos obtenidos en el *Generate System Parameters.vi* (considerando un escalamiento por ganancia) y, si los siguientes símbolos recibidos subsecuentes siguen teniendo una correlación con los esperados, determina la diferencia de tiempo en la que se deben "extraer" los datos esperados. Hecho lo anterior, vuelve a realizar un proceso de decimación para obtener un nuevo arreglo con los elementos complejos "esperados" de la forma de onda.

El último arreglo obtenido (que seguirá llenándose hasta que el clúster se llene o hasta que el usuario detenga el programa), enviará cada elemento al instrumento virtual que realizará la conversión de los símbolos mapeados a bits de información; *Demod Symbol Demap.vi* que es un módulo interno del *Demodulate PSK.vi*.

El *Demod Symbol Demap.vi* es el módulo encargado de tomar (consecutivamente) los símbolos recibidos y producir un conjunto de bits a partir de la correlación establecida en el *Generate System Parameters.vi*. Concatena y ordena los bits de entrada de acuerdo al orden con el que fueron recibidos.

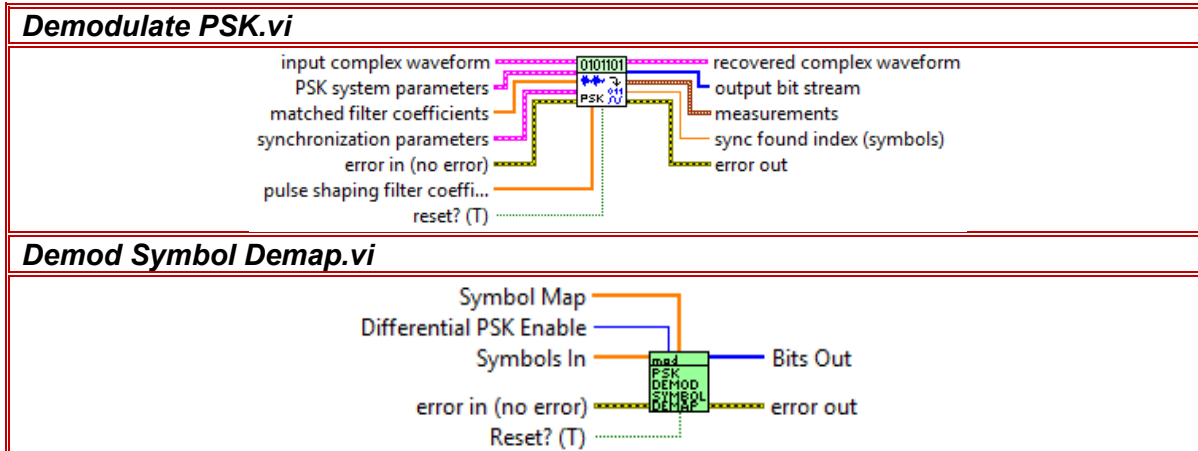


Figura 3.16 Bloques de Demodulación y Generación de Bits

La salida del módulo *Demodulate PSK.vi* (*output bit stream*) es una variable en forma de arreglo de valores enteros. Para obtener los bits de salida y procesarlos en otras plataformas es necesario guardar dicho arreglo en un archivo de datos. Para ello, se hace uso de un módulo llamado *Write To Measurement File Express VI* que escribe los datos en archivos con extensión *.lvm* (un archivo de texto para datos unidimensionales en LabVIEW), *.tdm* y *.xlsx* (para archivos en hojas de cálculo en *Microsoft Excel*).

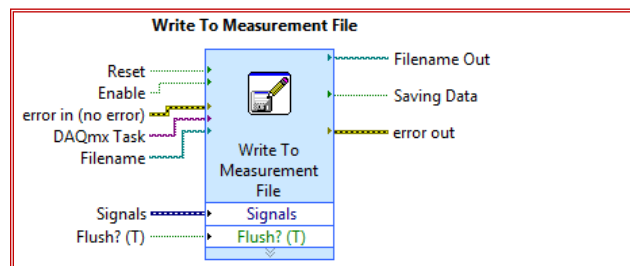


Figura 3.17 Write to Measurement Bits

Otra salida importante del demodulador, llamada *recovered complex waveform*, nos da un bosquejo de la forma de onda recibida en el módulo. Éste flujo de datos nos permite visualizar la constelación de la modulación seleccionada y las transiciones generadas entre sus símbolos (representan las variaciones de amplitud necesarias para que el modulador *I/Q* se posicione en los símbolos adecuados). Idealmente, las transiciones deberían formar una línea recta entre dos puntos de una constelación, sin embargo, diversos factores en la transmisión provocan que dichas transiciones se muevan y modifiquen el diagrama fasorial de la forma de onda recibida.



## TRANSMISOR QAM

El transmisor QAM resulta muy parecido a su homólogo PSK. Al igual que con el transmisor por cambio de fase, el instrumento virtual *QAM Tx.vi* debe hacer uso de los bloques (parte del *Modulation Toolkit*) orientados a la transmisión de una forma de onda; abre una sesión de transmisión especificándole una dirección IP al flujo de datos, establece un *clúster* en donde se almacenen los datos que serán transmitidos y gestiona los parámetros fundamentales de la señal (hace uso del *ni USRP Configure Signal.vi*). Además, la sección orientada al control de los parámetros del filtro adaptado resulta ser igual que la implementada en PSK (*Generate Filter Coefitiens.vi*).

Considerando que la mayor parte del diagrama de bloques de ambos programas es similar, es preferible que se realice una pequeña descripción de los *VI* que son únicos al transmisor por modulación de amplitud en cuadratura.

Al igual que con el transmisor PSK, el modulador QAM debe conocer el valor de los símbolos que serán mapeados en la constelación; para ello, hace uso de un módulo llamado *Generate QAM System Parameters.vi*. Éste bloque, al igual que su homólogo, es encargado de validar que la constelación deseada por el usuario sea posible de realizar (para éste caso, únicamente valida que el diagrama fasorial tenga un número par de símbolos). Genera el valor complejo ideal de cada símbolo e indica el conjunto de bits que representará cada uno de ellos; para ello, hace uso del bloque interno *QAM map.vi*.

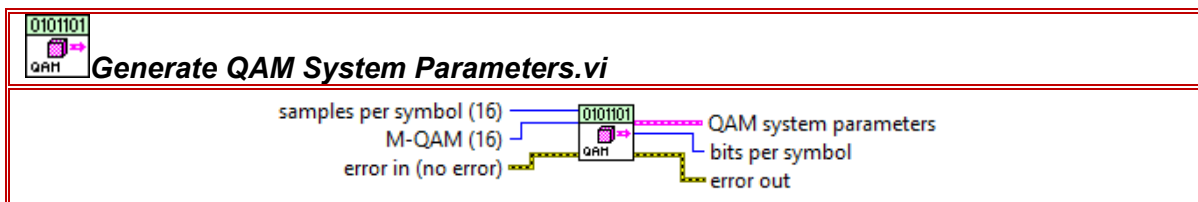


Figura 3.18 *Generate QAM System Parameters.vi*

El *QAM map.vi* se encarga de especificar la forma que tendrá la constelación seleccionada por el usuario. Se han preestablecido siete posibles constelaciones; desde la original 4-QAM hasta la 256-QAM (considerando incluso las modulaciones 8-QAM, 32-QAM y 128-QAM, que no poseen una raíz cuadrada entera). Para las 8-QAM y la 128-QAM se eligió una forma rectangular para su constelación (a fin de que sean más visuales y similares con las otras modulaciones). A fin de reducir el gasto de energía en la transmisión, en la 32-QAM suelen eliminarse los símbolos más alejados al centro del diagrama fasorial (los que se encuentran en las esquinas).

El instrumento *QAM map.vi* tiene dos funciones esenciales; especifica el orden de los elementos generados por el *Gray Code.vi* (ordena los símbolos de acuerdo al código Gray) y determina el valor complejo que cada símbolo tendrá en la constelación final. Existen dos formas para especificarle sus parámetros; se define manualmente el valor complejo que cada símbolo tendrá o se realiza un proceso virtual de acuerdo a una tabla de verdad. A pesar de que el segundo caso resulta ser más complejo, se optó por implementarle una tabla de verdad predeterminada.

El VI se encarga de ordenar cada conjunto de bits siguiendo la regla del código Gray. Como es de esperarse, únicamente las constelaciones cuyo número de símbolos tenga una raíz cuadrada entera, cumplirá con la regla del mapeo de símbolos por Gray (por cada símbolo existente en una constelación, todos los símbolos circundantes más cercanos a él, serán mapeados con sólo un bit de diferencia). Lo anterior implica que las modulaciones como la 8-QAM serán mapeadas tratando de emular dicha codificación.

Para las modulaciones con constelación cuadrada, el ordenamiento de símbolos es relativamente sencillo. Conociendo el número de bits mapeados en la modulación ( $M$ ), se hace un arreglo con la mitad del número de bits ( $M/2$ ) variando únicamente un sólo bit entre cada salto entre ellos. Posteriormente, se genera otro arreglo que contendrá los mismos elementos del primero (el orden de aparición de los elementos puede ser igual o distinto). Una vez generados estos dos arreglos base, el siguiente paso estriba en concatenar sus elementos en un último arreglo bidimensional (junta los elementos de los dos arreglos).

Para las modulaciones del tipo 8-QAM se trata de realizar un proceso similar al anterior; dado que todas las modulaciones tienen un número par de símbolos, es posible generar un arreglo bidimensional cuyas variaciones de bits sean las mínimas. Para hacerlo, se buscan combinaciones de constelaciones cuadradas que "unidas", formen un nuevo arreglo bidimensional. Por ejemplo, la modulación 8-QAM rectangular puede ser generada mediante la unión de dos constelaciones 4-QAM cruzadas.

El siguiente objetivo del *QAM map.vi* resulta un poco más complicado; una vez definida la estructura de la constelación, es necesario especificar puntualmente el valor complejo ideal de cada símbolo. Para poder hacerlo, es necesario normalizar la constelación. Existen dos formas de normalización I/Q; a través de la referencia RMS o por el máximo de la constelación.

La normalización por referencia RMS considera el promedio de la energía necesaria en una transmisión; para el caso 16-QAM (con valores reales y complejos de 1 y 3), se tendría:

$$E_{16-QAM} = E \left\{ I \left( |Simbolos_{Q16AM}|^2 \right) \right\} + E \left\{ Q \left( |Simbolos_{Q16AM}|^2 \right) \right\} = 2E \left\{ I \left( |Simbolos_{Q16AM}|^2 \right) \right\}$$

$$\therefore E_{16-QAM} = \frac{2 \cdot 2}{4} \sum 1^2 + 3^2 = 10 \rightarrow \text{Factor de Referencia}_{16-QAM} = \frac{1}{\sqrt{10}}$$

Al normalizar el promedio de energía de los símbolos a uno, éste factor de escalamiento es ampliamente usado en sistemas comerciales que hacen uso de distintos esquemas de modulación durante una determinada transmisión.

El segundo factor de referencia normaliza los símbolos considerando el valor absoluto del símbolo más alejado de la constelación, esto hace que el punto más alejado del centro de la constelación sea el marco de referencia para el establecimiento de un círculo unitario. Por ejemplo, para 16-QAM, sería:

$$OuterState = 3 + 3j \rightarrow \text{Factor de Referencia} = \frac{1}{3\sqrt{2}} \approx 0.236$$

$$\therefore \text{Componentes I/Q}_{16-QAM} = \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{18}} \approx \pm 0.236, \pm \frac{3}{\sqrt{18}} \approx \pm 0.707 \right\}$$

Dado que (para los alcances de éste estudio) no se realizan cambios de modulación durante la transmisión, se optó usar el factor de referencia por máximo de constelación debido a la sencillez que presenta en la construcción del diagrama de constelación.

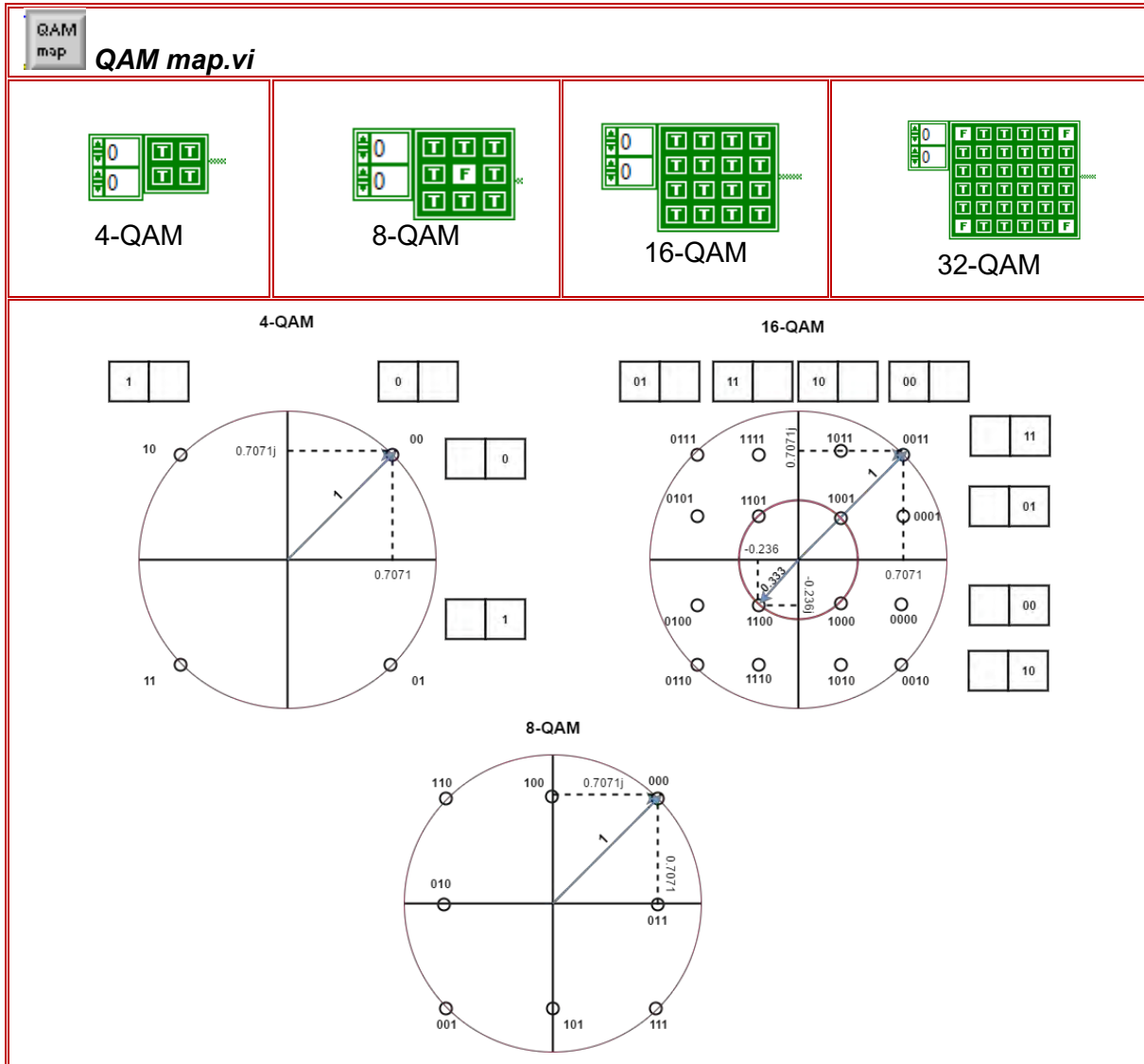


Figura 3.19 Mapeo de Estados QAM

Una vez establecido el factor empleado, se normaliza la constelación y se definen propiamente los valores complejos de sus estados, se establece el arreglo de bits asociado a cada uno de ellos y se envía la información al *Modulate QAM.vi*. El *Modulate QAM.vi* es un instrumento virtual que recibe toda la información de los bloques anteriores (recibe los parámetros del filtro, los parámetros fundamentales de la constelación, la frecuencia de muestreo y el flujo de bits que modularán la señal), se encarga de generar

la forma de onda y envía las muestras finales al clúster de transmisión (*ni USRP Write Tx Data.vi*).

### **RECEPTOR QAM**

El receptor QAM sigue los mismos pasos que el receptor PSK. Recibe los datos especificados por el usuario a través del módulo *ni USRP Configure Signal.vi*, abre un clúster de recepción de datos (*ni USRP Fetch Rx Data.vi*), usando el módulo *ni USRP Initiate.vi* y realiza un nuevo proceso de decimación con el bloque *Resample (Complex Cluster).vi*.

La demodulación final de la señal QAM se llevará a cabo en el bloque *Demodulate QAM.vi*, que habrá recibido ya los parámetros de salida de los bloques *Generate Filter Coefficients.vi* y del *Generate QAM System Parameters.vi*.

El demodulador QAM sigue los mismos pasos que el demodulador PSK; se encarga del truncamiento del filtro adaptado a fin de reducir *ISI*, determina el momento adecuado para hacer el muestreo final de la forma de onda y realiza la extracción de los símbolos. Las señales de salida que ofrece el bloque, al igual que su homólogo, es un arreglo de bits (que será guardado mediante el instrumento *Write To Measurement File Express VI*) y un arreglo de valores complejos (que nos ayudará a representar la constelación recibida en un diagrama).

## **3.2.5 INSTRUMENTOS VIRTUALES EMPLEADOS**

Para la realización de los experimentos se han empleado tres instrumentos distintos pre programados en LabVIEW.

### ***SPECTRAL MONITORING (INTERACTIVE)***

Es un instrumento virtual orientado al bosquejo del espectro de potencia de una señal variante en el tiempo.

Al ser un instrumento de recepción, hace uso de los bloques *ni USRP Configure Signal.vi*, del *Initiate.vi* y de su respectivo *Clúster* de recepción. Dentro de los parámetros de configuración del SDR, el control "*I/Q Sampling Rate*" (que indica el número de muestras tomadas en el tiempo) define el número de elementos que analizará la *FFT*; por decirlo de alguna forma, establece el "ancho de banda" del espectro de salida.

El bloque se encarga de realizar un promedio estadístico de distintas *FFT* (10 como mínimo), a fin de ofrecer un arreglo final de datos que describan más cercanamente el monitoreo espectral (realiza la autocorrelación empleando un truncamiento por ventana rectangular). Una vez hecho lo anterior, el bloque obtiene el valor conjugado de cada uno de los elementos obtenidos anteriormente y los multiplica con los elementos del primer arreglo (obtiene el cuadrado del valor promedio de voltaje recibido en un símbolo sobre

una carga de 50 ohms). Finalmente, divide el producto de ambos entre el número de elementos analizados, obteniendo así, el espectro de potencia.

### ***Measure Quadrature Impairments (MER)***

Es un bloque encargado de medir imparidades en una señal digital (para este estudio, se emplearon dos tipos distintos de éste módulo; el *QAM* y el *PSK*).

Es un instrumento virtual que compara la forma de onda recibida en el dispositivo *DAQ* con la constelación ideal hecha en los *Generate QAM System Parameters.vi* y *Generate PSK System Parameters.vi*. Como parámetros básicos, debe recibir la salida de los parámetros antes mencionados, la forma de onda de recepción y el arreglo de bits transmitido.

El bloque se encarga de obtener las diferencias entre los puntos de la constelación recibidos y los ideales; genera la magnitud del error de las constelaciones, el error de fase, el "*error vector magnitude*" y nos ofrece un porcentaje del "*modulation error ratio*" de cada punto en la constelación.

### ***Format Eye Diagram.vi***

Es un bloque encargado de generar un diagrama de ojo a partir de las muestras digitales tomadas en los segmentos anteriores.

Concatena cada una de la muestras en un diagrama que irá llenándose consecutivamente hasta haber llenado la memoria o hasta que el usuario detenga la secuencia.

## **3.2.6 DESCRIPCIÓN DE LOS EXPERIMENTOS**

Uno de los objetivos de este estudio estriba en el análisis de la relación que existe entre la distancia que separa el transmisor y receptor, y los efectos que tiene ésta, sobre los sistemas de modulación. A pesar de que se programaron diversos tipos de modulaciones sobre los *USRP*, se analizaron sólo aquellos que funcionaban con un *SNR* sumamente bajo (a fin de conocer sus límites).

Las seis modulaciones analizadas en el enlace inalámbrico fueron basadas en el cambio de fase y en cuadratura; *BPSK*, *QPSK*, *8-PSK*, *4-QAM*, *8-QAM* y *16-QAM*.

El sistema inalámbrico fue establecido entre dos equipos *USRP- 2920*, cada uno operando con su propia computadora y siendo programados con los mismos parámetros de operación.

La realización de los experimentos se llevó a cabo en un escenario cerrado (*indoors*), específicamente en el pasillo del Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ingeniería (con 1.5 metros de ancho). Dado que (tanto para el transmisor como para el

receptor) se emplearon CPU, resultó conveniente dejar fijo al transmisor y hacer que el receptor se moviera cada cierta distancia.

A fin de ser más eficientes en la toma de datos, para cada una de las tres frecuencias de operación analizadas, se intentó encontrar la distancia en la que el *BER* resultaba ser considerablemente grande (poco menos de 1); a partir de ése punto se realizaron mediciones intermedias para analizar el comportamiento de la señal de forma periódica. Para las frecuencias de  $905\text{MHz}$  y  $1.28\text{GHz}$  (con la *VERT400-Antenna*) se alcanzó una distancia aproximada de 14.77 metros, mientras que para la de  $2.4\text{GHz}$  (*VERT 2450-Antenna*) el alcance se redujo a apenas los 4.22 metros.

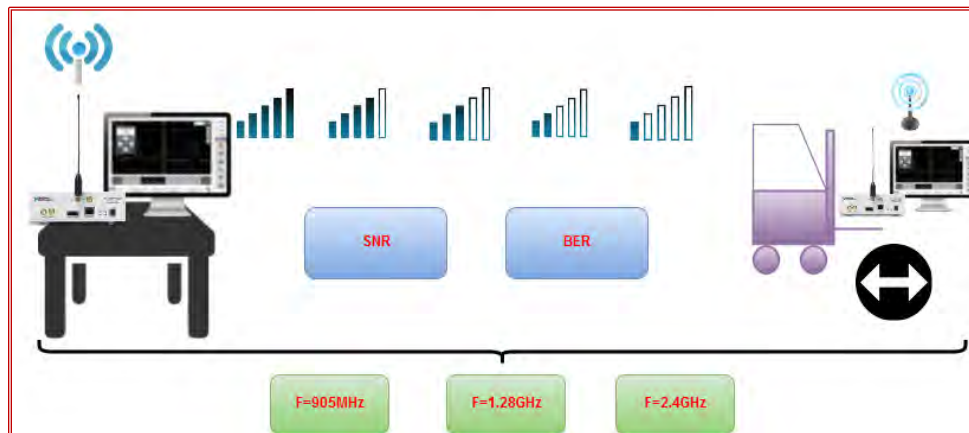


Figura 3.20 Realización de los Experimentos

En cada uno de los puntos intermedios en donde se realizó el envío de los paquetes transmitidos (para cada frecuencia) se obtuvo el espectro de la señal de entrada, el documento final de recepción, los valores instantáneos del *MER* (con su respectivo valor RMS), un bosquejo del diagrama de ojo en recepción y el diagrama de la constelación en recepción.

Es necesario señalar (como se verá más adelante), que todos los experimentos realizados para este estudio fueron hechos usando un bloque de filtrado digital *Root Raised Cosine* (preprogramado en LabVIEW), con un factor de caída de 0.5.

### PAQUETE TRANSMITIDO

Con el propósito de realizar una comparación “rápida” entre el paquete enviado y recibido, se elaboraron tres archivos pequeños de distinto tamaño (con extensión .txt). El primer archivo generado tiene un peso de 1408 bits, el segundo de 14208 y el último de 107648 bits (con conversión ASCII). Para este trabajo escrito, se consideró únicamente éste último (durante la realización de los experimentos, se observó que los paquetes más grandes generaban resultados más confiables).

Como es de esperarse, la comparación de las distintas modulaciones (usando un tamaño de paquete definido), implica que el tiempo de recepción de los datos debe ser distinto para cada caso (de lo contrario, en una modulación de orden M-ario mayor, se transmitiría

una mayor cantidad de información que en una de orden menor). Para lograr una comparación equitativa, a cada texto transmitido se le definió (al inicio y final) un conjunto de 8 símbolos “~” (01111110 en binario), que indican el comienzo y término de la toma y conversión de datos. En cada uno de los puntos de medición se transmitió tres veces el archivo, se realizó una comparación con el archivo original (mediante MATLAB) y se promediaron dichos valores para obtener un *BER* específico para cada modulación.

### ESPECTRO DE LA SEÑAL

Como se vio anteriormente en la Ecuación 3.1, una de las principales ventajas que ofrece el *UHD* en LabVIEW estriba en que ofrece un control dinámico de la tasa de símbolos transmitidos por segundo (*Bauds*); es posible entonces, manipular la cantidad de muestras por símbolo en la transmisión (manteniendo constante el número de muestras por segundo), a fin de obtener un mismo *Symbol Rate* para las distintas modulaciones. Lo anterior se realizó a fin de obtener un espectro instantáneo similar en todas las modulaciones (como se puede observar en la Ecuación 2.11, el ancho de banda del primer lóbulo de una señal modulada depende intrínsecamente de la tasa de símbolos por segundo).

Considerando que los paquetes transmitidos son relativamente pequeños, se consideró suficiente una velocidad de transmisión de 125000 símbolos por segundo. Debido a lo anterior, para cada modulación se emplearon 8 muestras por símbolo (con un *IQ Rate* de 1MHz).

$$Bauds = \frac{(Coerced\ IQ\ Rate)}{(Samples\ per\ Symbol)} = \frac{1000000}{8} = 125000\ Simbolos\ por\ Segundo$$

Como consecuencia directa de lo anterior, el primer lóbulo de las señales moduladas bajo este esquema tienen un ancho de banda de aproximadamente 250KHz, alrededor de la portadora de transmisión.

El espectro de potencia (obtenido a través del instrumento virtual *Spectral Monitoring*) genera un arreglo de datos que ilustran un espectro con un ancho de banda igual al *I/Q Sampling Rate* seleccionado. Bajo la consideración de que todas las modulaciones descritas poseen un mismo ancho de banda, fue más que suficiente obtener un espectro de 1MHz alrededor de la portadora de transmisión.

Cada uno de los elementos del arreglo final del *Spectral Monitoring* representa el valor medio cuadrático de la potencia de la señal analizada (obtenida a través del cuadrado del voltaje recibido y considerando la impedancia característica de la entrada SMA del radio). Como resultado, las unidades finales del espectro se definen como *dBW*. La Figura 3.21 muestra el bosquejo del *Power Spectrum* generado por el instrumento virtual.

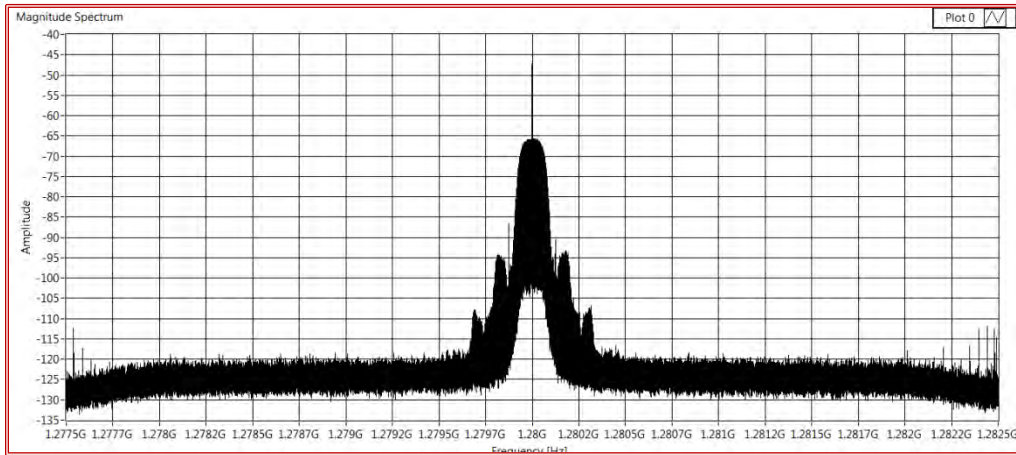


Figura 3.21 Power Spectrum

Como puede observarse en las Figuras 3.4 y 3.21, los diagramas espectrales muestran una línea vertical de tamaño considerable (ubicada en la frecuencia central). Dicha línea se debe a la tensión generada por el oscilador local del dispositivo *USRP*. Para cualquier tipo de experimento, el valor de dicho elemento, debe ser eliminado.

El vector final del espectro genera 50000 muestras alrededor de la portadora central. Para la obtención de la diferencia de la potencia de la señal y el valor del ruido (el SNR), se consideró la aproximación más sencilla; el valor de la relación portadora a ruido (*CNR*, por sus siglas en inglés). Para obtener dicha aproximación, se consideró el valor más alto de la potencia recibida (excluyendo la tensión generada por el oscilador) y se realizó un promedio de todos los valores recibidos hasta encontrar el punto en donde dicho valor desciende 3 decibelios. Lo anterior fue realizado para todas las modulaciones, en las distintas posiciones en donde se realizó la transmisión de los datos. El promedio se realizó a fin de obtener un espectro con cambios menos bruscos y generar una *CNR* más confiable.

### RUIDO Y SNR/CNR

Como se puede observar en la Ecuación 2.3, la energía promedio de una partícula a la temperatura absoluta  $T$ , es proporcional a  $KT$ .

Si una impedancia  $Z$  es sometida a una temperatura  $T$ , el movimiento aleatorio de electrones produce un voltaje de ruido entre un par de terminales abiertos (de distribución gaussiana). El valor medio de dicha tensión es nulo, sin embargo, su valor eficaz (dependiente de la temperatura), se calcula con la expresión:

$$\eta \left[ \frac{V^2}{Hz} \right] = 4KTZ = 4 \cdot \left( 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \right) \cdot (298.15 K) \cdot (50 \ )$$

Considerando que (para la realización de los experimentos) un ancho de banda de  $1MHz$  es suficiente para analizar la relación señal a ruido de las señales moduladas, el valor de potencia (normalizada a la impedancia de entrada), vendría dado por:

$$V_{eff}^2 = \int \eta df = \eta(1MHz)$$



$$\therefore \text{Magnitude Spectrum [db]} \approx -120.846561 \text{ [dBW]}$$

Dicha cantidad representa el valor medio cuadrático de la potencia del ruido, tomando en cuenta que la impedancia se encuentre acoplada. Como las antenas empleadas en la realización de los experimentos cumplen con dicho criterio, el espectro del ambiente (sin ninguna señal interferente) debería tener valores cercanos al teórico. En los experimentos, se obtuvo el espectro instantáneo en cada cambio de posición del receptor (50000 muestras con un ancho de banda de 1MHz) y se generó un valor constante de ruido (promedio de todos los espectros obtenidos en los cambios de posición), para cada una de las distintas frecuencias. De ésta forma, se obtuvieron valores nominales del ruido:

Frecuencia	Nivel de Ruido Promedio
905MHz	-121.3250786
1.28GHz	-121.8547
2.4GHz	-120.0005332

Tabla 3.3 Nivel de Ruido Promedio por Frecuencia

Para obtener el valor de CNR en cada cambio de posición, sólo se realizó una resta simple entre los promedios generados por cada modulación y el valor nominal de cada una de las frecuencias (al trabajar con decibelios, la operación resulta ser sumamente sencilla).

### TASA DE ERROR DE MODULACIÓN (MER)

El instrumento virtual *MER.vi* genera de forma automática el valor instantáneo (en decibeles) de cada constelación recibida. Lo anterior implica que, si se desea obtener un valor "nominal" de *MER* durante cada transmisión, es necesario llevar a cabo un promedio estadístico de los valores obtenidos durante todo el tiempo de recepción de los distintos paquetes.

Como es de esperarse, el valor promedio obtenido para las distintas modulaciones (en una misma posición de distancia), resultó ser distinto (con pequeñas variaciones de 0.1 a 3 dB). A fin de obtener resultados más confiables respecto a este parámetro, se volvió a realizar un promedio de los *MER* de las distintas modulaciones, a fin de especificar un valor nominal de *MER* para cada posición del receptor.

### DIAGRAMA DE OJO

Durante la realización de los experimentos, en cada transmisión del paquete se extrajo (de forma automática) el diagrama de ojo de los distintos esquemas. Lo anterior se realizó a fin de observar la degradación de la señal recibida durante el cambio de distancia en la transmisión

## REFERENCIAS DEL CAPÍTULO

PROAKIS G. J. , Manolakis G.D. *Tratamiento Digital de Señales* Madrid, España: Prentice Hall, 1998

Agilent Technologies (2001). *Digital Modulation in Communication Systems*. Application Note 1298.  
Recuperado de <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7160E.pdf>

National instruments (2009). *The Fundamentals of FFT-Based Signal Analysis and Measurement in LabVIEW and LabWindows/CVI*.  
Recuperado de <http://www.ni.com/white-paper/4278/en/>

Agilent Technologies (2003). *Spectrum Analyzer Measurements and Noise: Measuring Noise and Noise like Digital Communications Signals with a Spectrum Analyzer*. Application Note 1303.  
Recuperado de <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-4008E.pdf>

National Instruments (2014) *Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM)* . Recuperado de <http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>

National Instruments. (2012). *NI USRP-2920 Block Diagram*. Recuperado por [http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2920\\_block\\_diagram/](http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2920_block_diagram/)

XILINX. (2007). *Designing Efficient Wireless Digital Up and Down Converters Leveraging CORE Generator and System Generator*. Recuperado por [http://www.xilinx.com/support/documentation/application\\_notes/xapp1018.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp1018.pdf)

# CAPÍTULO 4. RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en la implementación de los experimentos descritos en el capítulo anterior. Se comentan algunas características generales de las constelaciones obtenidas y se realiza un análisis del enlace inalámbrico establecido (intentando comparar los datos obtenidos con la teoría). Con el fin de observar los efectos que la implementación del filtro *RRC* tiene sobre las modulaciones, la primera parte del capítulo se enfoca en comentar brevemente las consecuencias de dicha implementación. En la segunda parte, por otro lado, se analizan las constelaciones generadas y su comportamiento en el ambiente de prueba.

## 4.1 CONSTELACIONES

Las imágenes siguientes fueron tomadas únicamente con el propósito de ilustrar de forma simple algunos parámetros (no forman parte de los datos extraídos durante los experimentos); las imágenes de las constelaciones fueron extraídas del transmisor, a diferencia de los espectros y el diagrama de ojo que se extrajeron del receptor inalámbrico (ubicado a  $16\text{cm}$  del transmisor, a  $0\text{ dB}$  de ganancia).

El esquema de modulación más resistente de todos (debido a la gran separación de sus símbolos en la constelación), es el *BPSK*. Los símbolos de la *BPSK* implementada en los *USRP* hacen uso de solo un nivel de energía; al encontrarse desfasados por  $180^\circ$ , el uso de un canal del modulador *I/Q* es más que suficiente para completar las transiciones entre ellos (se hizo uso del canal en cuadratura *Q*).

La implementación de un filtro en frecuencias de banda base produce una distorsión sobre las transiciones de la constelación final y (además) modifica el ancho de banda de la señal transmitida. Para el caso particular de *BPSK*, las transiciones *I/Q* no presentan deformidades debido a la implementación del filtro *RRC* (forman una línea recta entre los dos símbolos). Por otro lado, el espectro de potencia de la señal (en el receptor), muestra una reducción marcada en el tamaño de los lóbulos adyacentes al principal (respuesta que ayudaría a la reducción del *ISI* en sistemas de múltiples portadoras), además, el lóbulo principal de la portadora presenta una cresta más uniforme y tiene una reducción en su ancho de banda nulo a nulo.

El análisis del diagrama de ojo en esta modulación es intrascendente; dado que la mayor parte de los sistemas inalámbricos basan las transiciones de *BPSK* en el canal *I* (*In-phase*), la mayor parte de los bloques se enfocan exclusivamente a la superposición de señales en dicho canal (generan un diagrama de ojo que muestre los cambios en las transiciones *I*). Como la constelación implementada sobre los radios hace uso del canal

Q, el diagrama de ojo final de recepción, únicamente mostrará una línea constante con valor igual a 0. La figura 4.1 muestra lo anteriormente dicho.

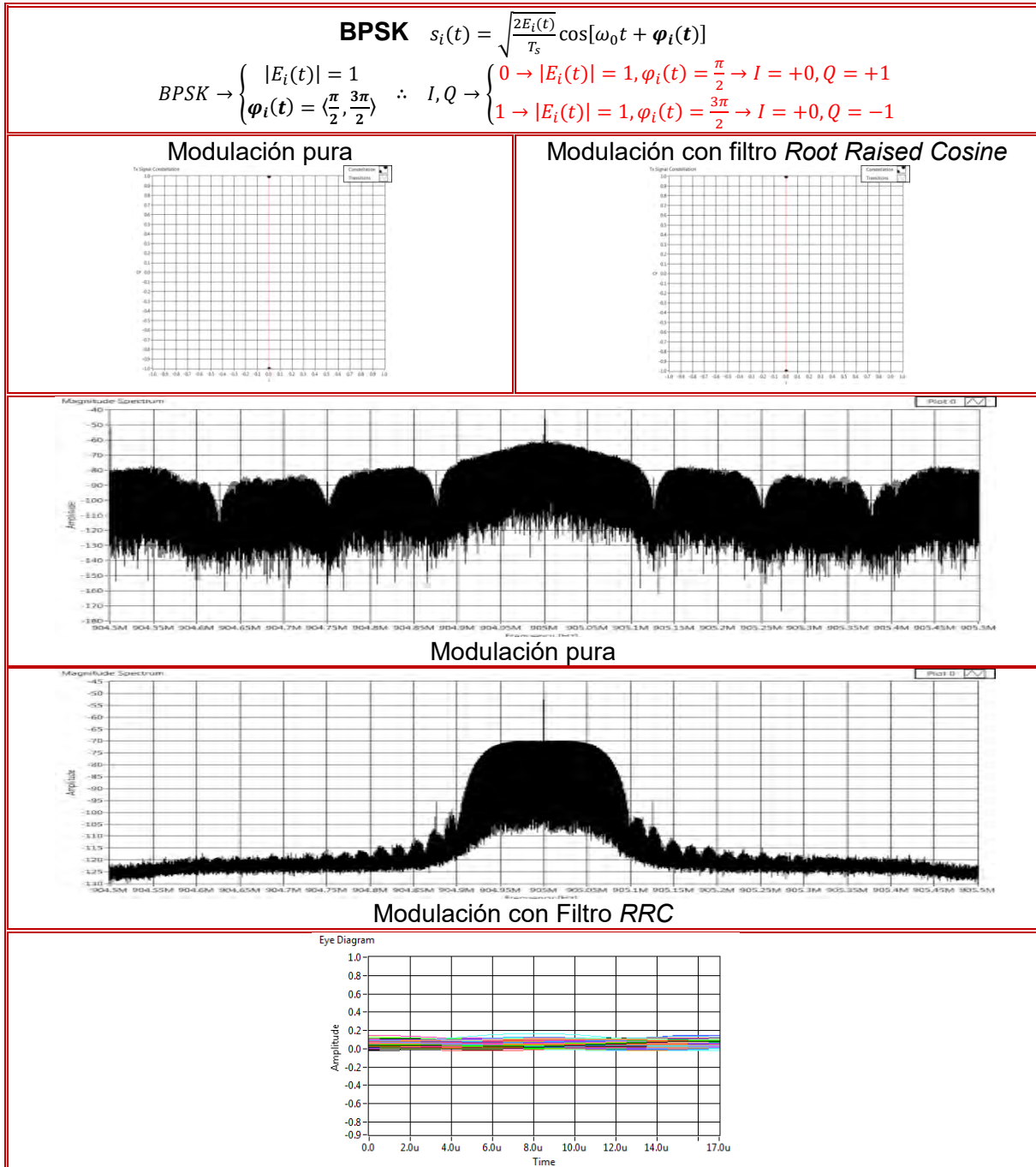


Figura 4.1 Esquema de Modulación BPSK

El siguiente esquema de modulación basado en el cambio de fase, es *QPSK*. Éste sistema mantiene un único nivel de energía de símbolo, pero con cuatro fases distintas separadas por  $90^\circ$ . Como la forma de onda está desplazada  $45^\circ$  con respecto al canal *I*, sus símbolos vectoriales poseen las dos componentes del modulador *I/Q* (aportando la misma cantidad de energía). Lo anterior implica que (por la posición de los símbolos),

cada uno de los canales  $I$  y  $Q$  tendrán dos posibles valores de tensión (de igual magnitud, pero con signo inverso).

Al igual que con  $BPSK$ , la modulación pura de  $QPSK$  hace que las transiciones de los símbolos generen una línea recta bien definida; sin embargo, los efectos del filtro  $RRC$  sobre la modulación (más visibles en este esquema) hacen que dichas transiciones se desplacen y generen "borrones" en la constelación. Dicho desplazamiento depende del factor  $\alpha$  del filtro.

Como se vio anteriormente en el capítulo 2, entre más pequeño sea el valor del *Roll-Off Factor*, la respuesta en frecuencia del filtro denotará una caída vertical más pronunciada. Por otro lado (como se puede observar en la Figura 4.2), entre más chico sea el valor de  $\alpha$ , las transiciones de la constelación se encontrarán más dispersas. Éste es uno de los objetivos centrales de la implementación del filtro.

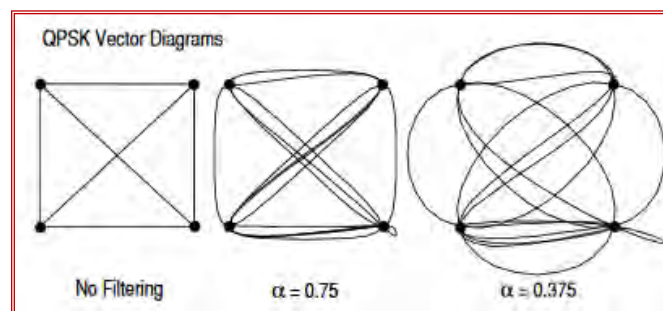


Figura 4.2 Effect of Different Filter Bandwidth

La respuesta del filtro en el tiempo hace que la dispersión de las transiciones "suavice" los cambios bruscos de energía de símbolo ( $|E_i|$ ); debido a esto, cuanto más chico sea  $\alpha$ , las transiciones producirán un desplazamiento similar a un círculo que contenga a los símbolos de la constelación (curvea los saltos de estado). El curveado de las transiciones demanda un consumo energético mayor en los canales  $I/Q$  y producirá dos efectos principales: la reducción de potencia de las componentes espectrales de alta frecuencia (debido a que los cambios bruscos de energía se suavizaron) y el angostamiento del lóbulo principal de la señal (debido a la ralentización de las transiciones y la tasa de símbolos).

Como se ha visto ya varias veces, el ancho del lóbulo de una señal digital (en RF) es el doble del *Symbol Rate*; como se gestionaron las señales para que tuvieran un mismo ancho de banda, tenemos que:

$$R_s = \frac{\text{(Coerced IQ Rate)}}{\text{(Samples per Symbol)}} = \frac{1MSps}{8} = 125KSps \rightarrow BW_{1L} = 250KHz$$

$$\therefore f_L = f_c - 125KHz \text{ y } f_S = f_c + 125KHz$$

Suponiendo que la frecuencia de la portadora sea de  $f_c = 905\text{MHz}$  y que se implemente únicamente la modulación pura de los esquemas, el lóbulo principal comenzaría en  $f_L = 904.875\text{MHz}$  y terminaría en  $f_S = 905.125\text{MHz}$ .

La implementación del filtro *RRC*, al suavizar los cambios de energía de símbolo, ralentiza la velocidad de dichos símbolos y reduce el ancho de banda de transmisión. En éste caso, como el ancho de banda del lóbulo (en banda base) tiene un ancho de banda igual a la velocidad de muestreo, la tasa de muestreo definiría el ancho de banda de Nyquist:

$$R_{S_1} = \frac{(\text{Coerced IQ Rate})}{(\text{Samples per Symbol})} = \frac{1\text{MSps}}{8} = 125\text{KSps} \rightarrow W = 125\text{KHz}$$

$$\therefore BW_{RF} = 2W = 250\text{KHz}$$

El módulo preprogramado en LabVIEW tiene tres valores nominales de *Roll-Off Factor*, se optó por hacer uso del valor intermedio ( $\alpha = 0.5$ ) a fin de no reducir considerablemente el ancho de banda de recepción de la señal modulada, pero al mismo tiempo, combatir los efectos provocados por el *ISI* de forma eficiente.

Como todos los experimentos fueron realizados con un filtro *RRC* cuyo *Roll-Off Factor* es de  $\alpha = 0.5$  y fue implementado en banda base, el *Symbol Rate* final reduciría el ancho de banda de RF, a un 66.67% del original

$$\alpha = 1 - \frac{W}{W_0} \rightarrow W_0 = \frac{W}{1 + \alpha} \approx 83.33\text{KHz} \left\{ \begin{array}{l} \text{Como se trabaja en banda base} \\ W_0 = R_{S_2} \end{array} \right.$$

$$\therefore BW_{RF-RRC} = 2R_{S_2} = \frac{1}{1 + \alpha} BW_{RF} \approx 166.667\text{KHz}$$

$$f_{LRRC} = f_c - 83.33\text{KHz} \text{ y } f_{SRRC} = f_c + 83.33\text{KHz}$$

Por tanto, para el ejemplo expuesto antes, el lóbulo principal (con filtro *RRC*) comienza en  $f_L = 904.91\text{MHz}$  y termina en  $f_S = 905.083\text{MHz}$ . Como se puede observar en las imágenes, al conservar una misma velocidad de transmisión para los distintos esquemas de modulación, el ancho de banda del primer lóbulo será el mismo en la realización de todos los experimentos (se hizo uso de un  $\alpha$  de igual valor para todos).

En la modulación 4-*PSK* se hace uso de los dos canales I/Q de forma equitativa; por tanto, el diagrama de ojo del canal I muestra algunas características interesantes. Como el punto de cruce se encuentra sobre el nivel 0 de voltaje (justo al valor medio del *Eye Height*), el *Eye Crossing Percentage* es de 50%, lo que indica que no existe distorsión en el ciclo de trabajo del canal. Además, se puede notar en la Figura 4.3 que el *Eye Width* es de aproximadamente  $6\mu\text{s}$  ( $11\mu\text{s}-5\mu\text{s}$ ), con un valor nominal *Eye Height* de 1.4 volts.

$$R_{S_2} \approx 83.33\text{KSps} \rightarrow R_{b_{QPSK}} = 2R_{S_2} \approx 166.667\text{Kpbs}$$

$$\therefore T_b \approx 5.999\mu\text{s}$$

Es importante notar que el *Eye Amplitude* del canal I tiene sus valores máximos en 0.7 y en  $-0.7$  volts (que son los puntos de los símbolos de la constelación).

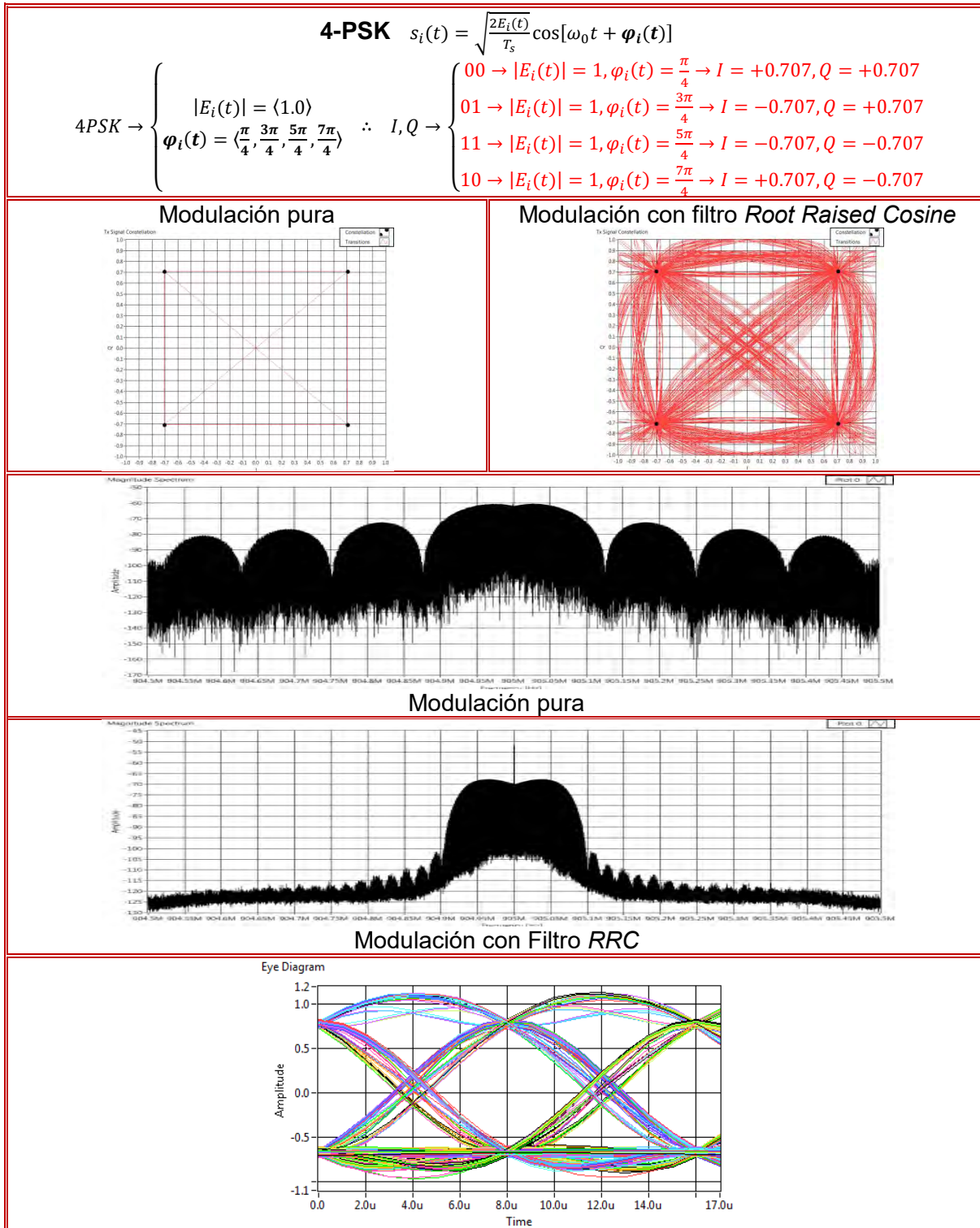


Figura 4.3 Esquema de Modulación 4-PSK

La modulación 8-PSK tiene un lóbulo principal con un ancho de banda igual a los esquemas anteriores; como sus símbolos tienen ocho posibles fases en la constelación, cada uno de los canales I/Q tienen cuatro componentes nominales de voltaje. Lo anterior puede verse claramente en el diagrama de ojo del canal I.



Como es de esperarse en este esquema, si dejamos fija la velocidad de símbolos transmitidos, el *Eye Width* del diagrama de ojo se reduce a aproximadamente  $4\mu s$  ( $10\mu s - 6\mu s$ ).

$$R_{S_2} \approx 83.33KSpS \rightarrow R_{b_{8-PSK}} = 3R_{S_2} \approx 299.990Kpbs$$

$$\therefore T_b \approx 4\mu s$$

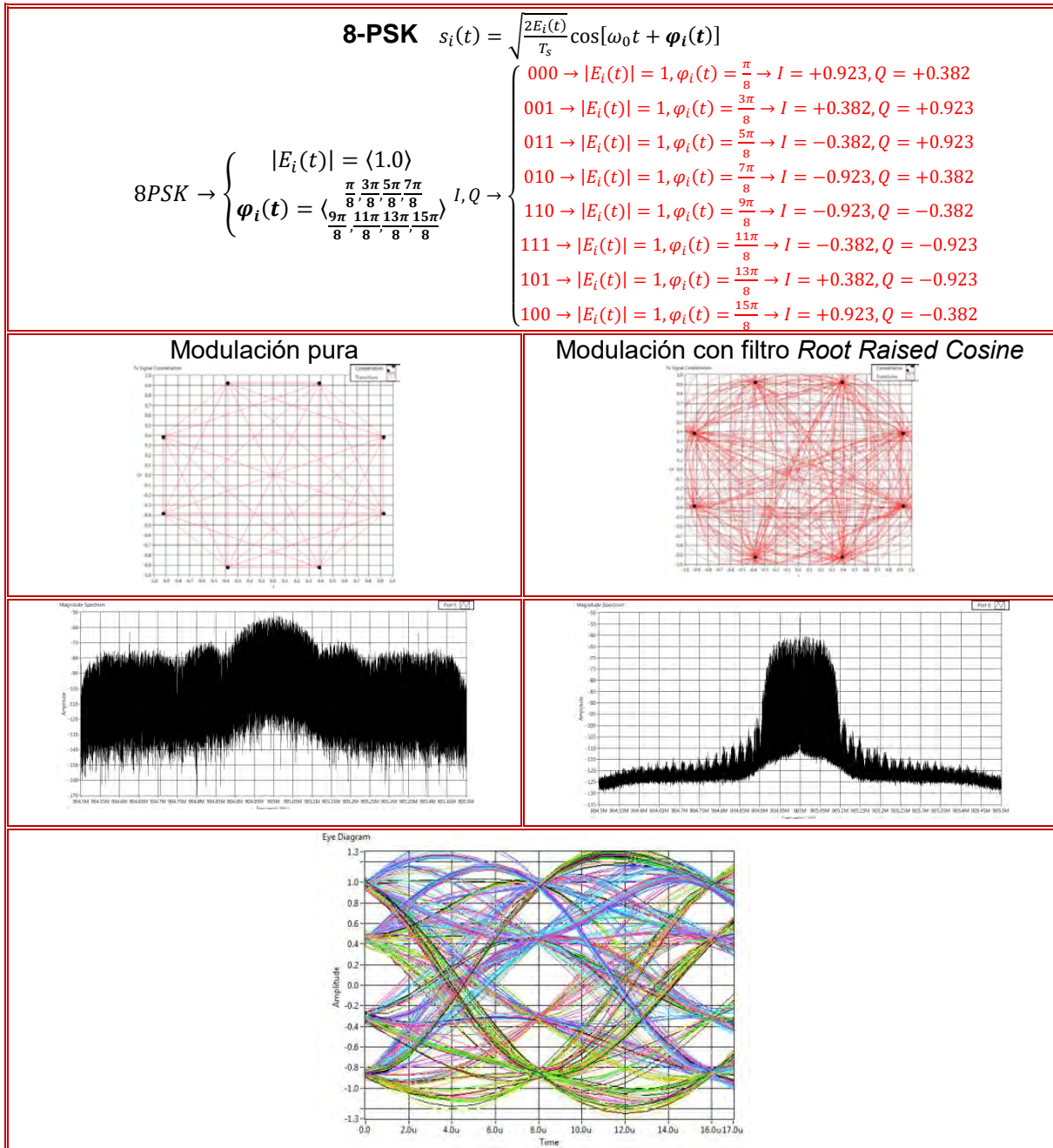


Figura 4.4 Esquema de Modulación 8-PSK



Los sistemas basados en el desplazamiento de fase son fáciles de caracterizar porque (si los esquemas se normalizan a un factor de referencia común para todos), solo presentan un único nivel de energía de símbolo ( $|E_i(t)|$ ). Ésta propiedad es distinta para los sistemas basados en la modulación por cuadratura.

Los esquemas basados en *QAM* hacen uso de distintos niveles de energía. Para el caso particular *4-QAM*, los símbolos están ubicados en la misma posición de *QPSK* (tienen un nivel de energía único y están separados por  $90^\circ$ ). Es debido a lo anterior que el ancho de banda del primer lóbulo y la forma del diagrama de ojo son (esencialmente) los mismos que *QPSK*. Dado que el espectro *QAM* es (fundamentalmente) igual a *PSK* en las siguientes figuras se omitirá la ilustración del periodograma.

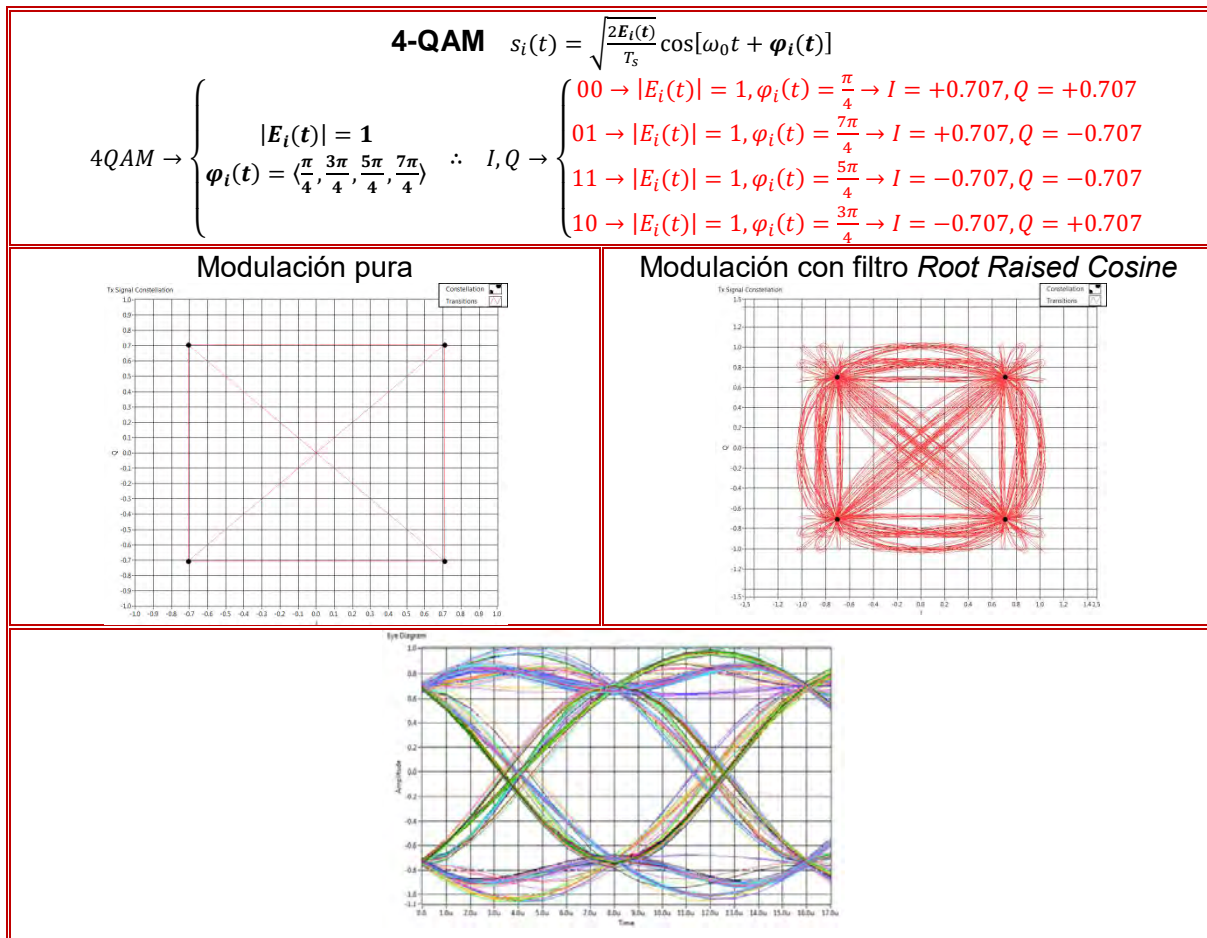


Figura 4.5 Esquema de Modulación QAM

Un esquema de modulación que comúnmente no es usado en los sistemas de comunicaciones es *8-QAM* (no posee una raíz cuadrada entera); al ser para propósitos académicos, en éste pequeño estudio se implementó dicho esquema con el fin de observar su comportamiento en la distancia.

Como se observa en el diagrama de ojo, para generar su constelación, los canales del modulador I/Q hacen uso de tres valores nominales de voltaje (con un *Eye Width* que tiene la misma apertura que 8-PSK).

8-QAM posee dos niveles de energía distintos con ocho fases diferentes (hasta ahora, las modulaciones anteriores habían mostrado un único nivel de energía). Una medida que indica que tan extremo es el valor pico de una onda es el *Peak To Average Power Ratio (PAPR)*. Para sistemas de una sola portadora, se define con la expresión:

$$PAPR = \frac{|S_{Peak}|^2}{S_{rms}^2}; S_{rms}^2 = \frac{\sum |E_i(t)|^2}{\#Symbol States}$$

Para 8-QAM tenemos cuatro símbolos para cada nivel de energía:

$$|E_i(t)| \rightarrow \left\{ |E|_1 = 1, |E|_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \right\}$$

$$\sum |E_i(t)|^2 = 4|E|_1^2 + 4|E|_2^2 \rightarrow S_{rms}^2 = \frac{3}{4}$$

$$\therefore PAPR = \frac{|S_{Peak}|^2}{S_{rms}^2} = \frac{|E_{max}|^2}{S_{rms}^2} = \frac{1}{\frac{3}{4}} = \frac{4}{3}$$

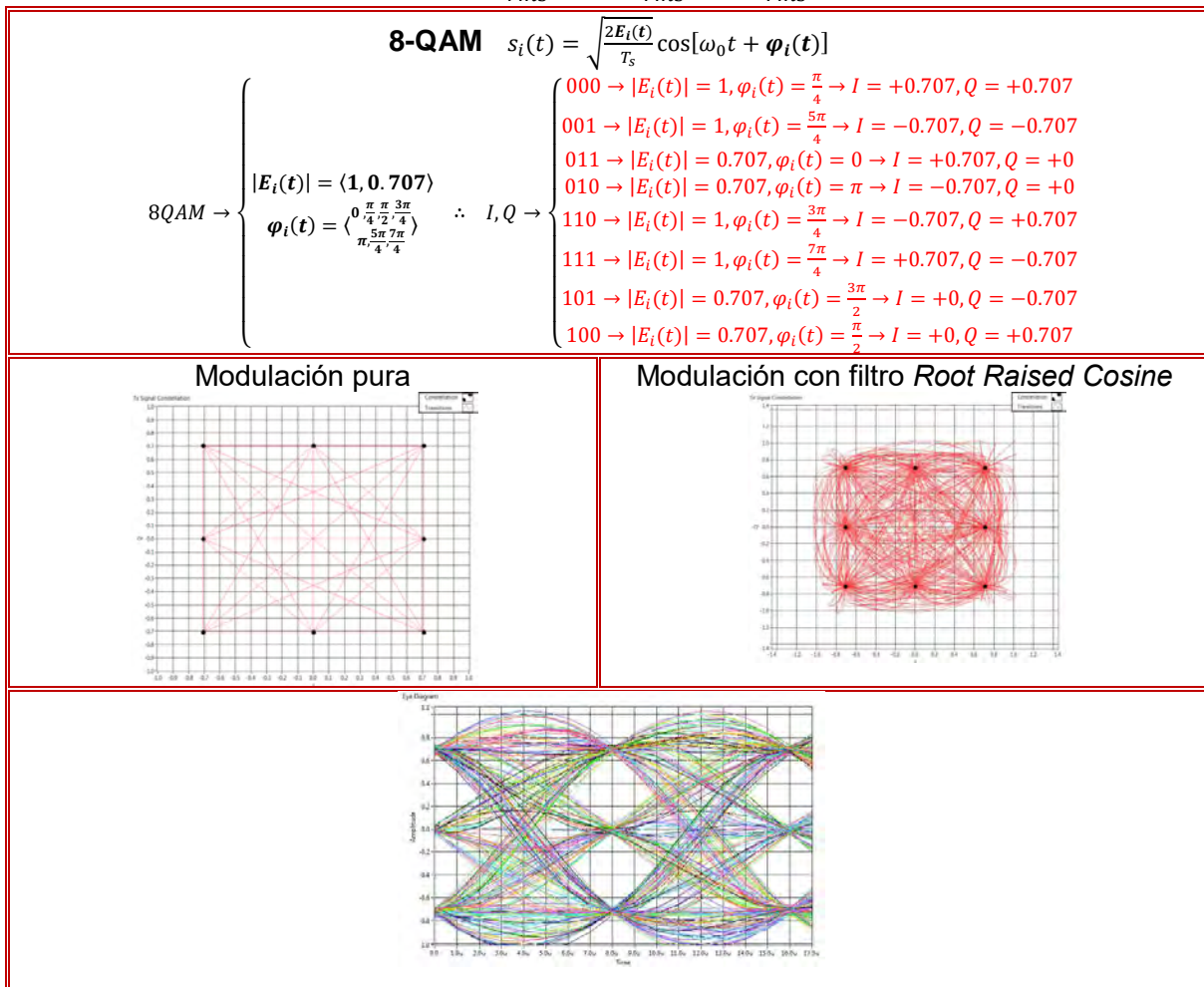


Figura 4.6 Esquema de Modulación 8-QAM

La modulación con el mayor número de símbolos empleada en éste estudio es 16-QAM. Tiene tres niveles de energía distintos que generan diez fases. Cada canal I y Q tiene cuatro valores nominales para la generación de sus 16 símbolos. Como es de esperarse, el *Eye Width* se reduce a apenas  $2\mu s$  ( $9\mu s - 7\mu s$ ).

El *PAPR* de ésta modulación alcanza los 9/5; como el nivel de potencia empleado para alcanzar los símbolos más extremos es casi el doble del promedio, se puede deducir fácilmente que sus cambios energéticos son radicales y, consecuentemente, la potencia necesaria para la generación de dicha constelación es mucho mayor que las anteriores. En sistemas estandarizados, para reducir cambios drásticos de éste estilo, se implementan filtros "banda base" que incrementan aún más la potencia de transmisión. La Figura 4.7 muestra dicha modulación.

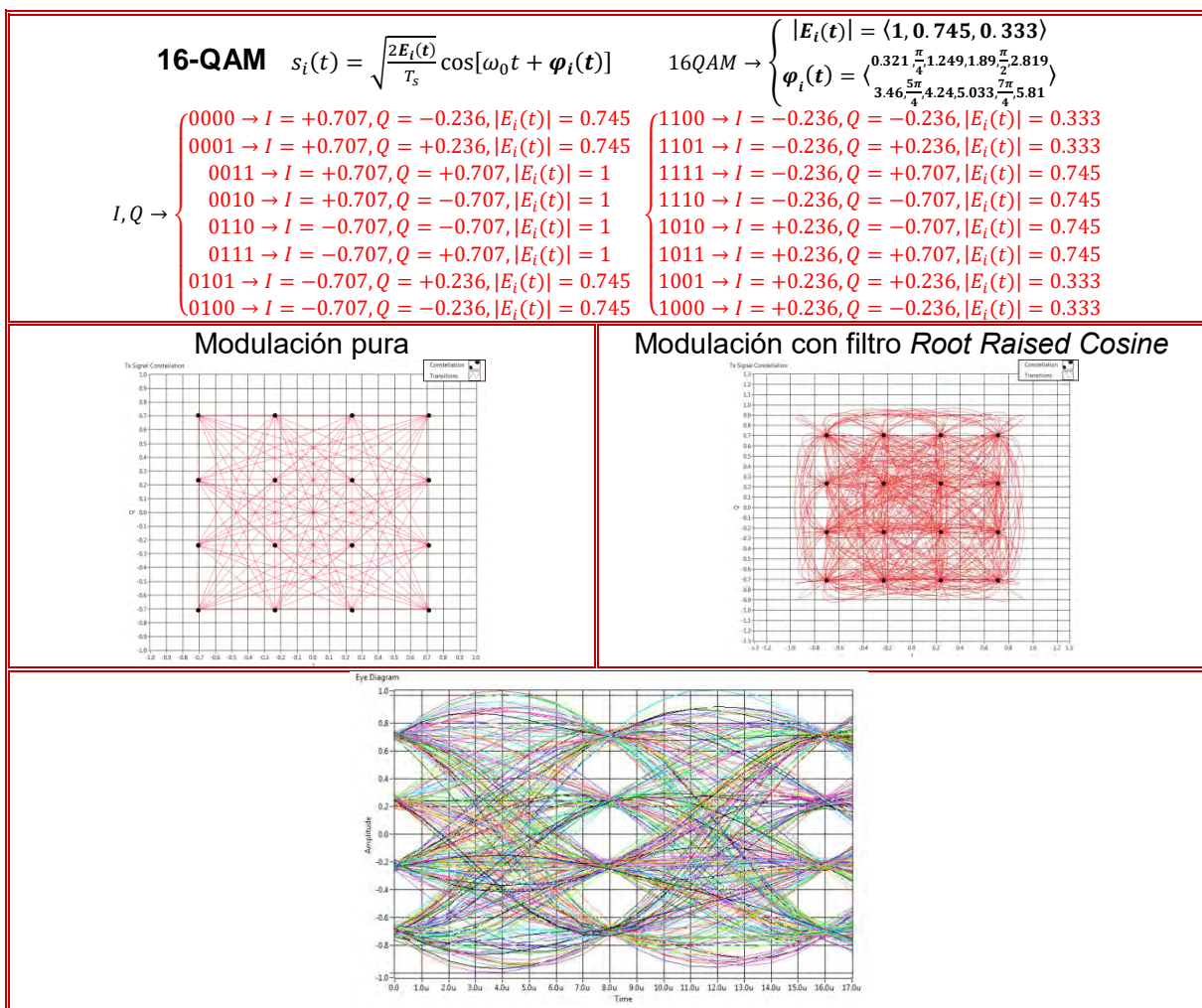


Figura 4.7 Esquema de Modulación 16-QAM

## 4.2 ANÁLISIS DEL ENLACE

Los esquemas de modulación mostraron un alcance distinto en cada frecuencia del experimento (antes de perder la señal de transmisión). Como es de esperarse, las transmisiones de menor frecuencia tuvieron un alcance mayor. Retomando lo anteriormente expuesto, con frecuencias de 905MHz y 1.28 GHz se alcanzó una distancia aproximada de 14.77 metros (no mostraron una diferencia significativa entre ambas frecuencias), mientras que para 2.4GHz, el alcance se redujo a apenas los 4.22 metros.

Como los experimentos realizados no consideraron cambios de piso en el edificio, se consideró la expresión *Free Space Loss* (Ecuación 2.13) como modelo de propagación de la transmisión. Los niveles de potencia recibidos reales se muestra en la Figura 4.8 (los puntos circulares son los datos experimentales).

A fin de ajustar el comportamiento teórico de la Ecuación 2.13 a los resultados obtenidos en los experimentos, a las tres expresiones matemáticas se les restó un valor  $K_1$  que (empíricamente) aproximó el comportamiento teórico (representado en la imagen por las líneas continuas), a los valores obtenidos durante los experimentos.

Únicamente por propósitos ilustrativos, con líneas punteadas se muestra el comportamiento teórico de la transmisión con una ganancia de 30[dB], que es la ganancia máxima de los amplificadores de la tarjeta SBX. Por tanto las ecuaciones finales de los modelos de propagación fueron modificadas a la siguiente forma;

$$L_1(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 - K_1 \quad y \quad L_2(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 - K_2$$

**Con  $K_1[\text{dB}] = 60$  y  $K_2[\text{dB}] = K_1 + 30$**

Como las características de los experimentos no cambiaron en ningún momento, los factores de ajuste  $K_1$  y  $K_2$  se mantuvieron constantes (independientemente de la frecuencia de operación).

Es apreciable en la Figura 4.8 que los niveles de potencia recibidos asemejan el comportamiento descrito por la ecuación de pérdidas por espacio libre. Para la frecuencia de 2.4GHz, los valores experimentales siguen muy de cerca la línea  $L_1(d)_{2.4\text{GHz}}$  (lo que indica que es una buena aproximación de su comportamiento). Por otro lado, en 905MHz y 1.28GHz, los niveles recibidos superan las líneas teóricas por unos cuantos decibeles; como dicha diferencia no resulta significativa y puede deberse a diversos factores (ganancia de las antenas, multitrayectorias, etc.), se considera que el modelo ofrece una buena aproximación de la propagación.

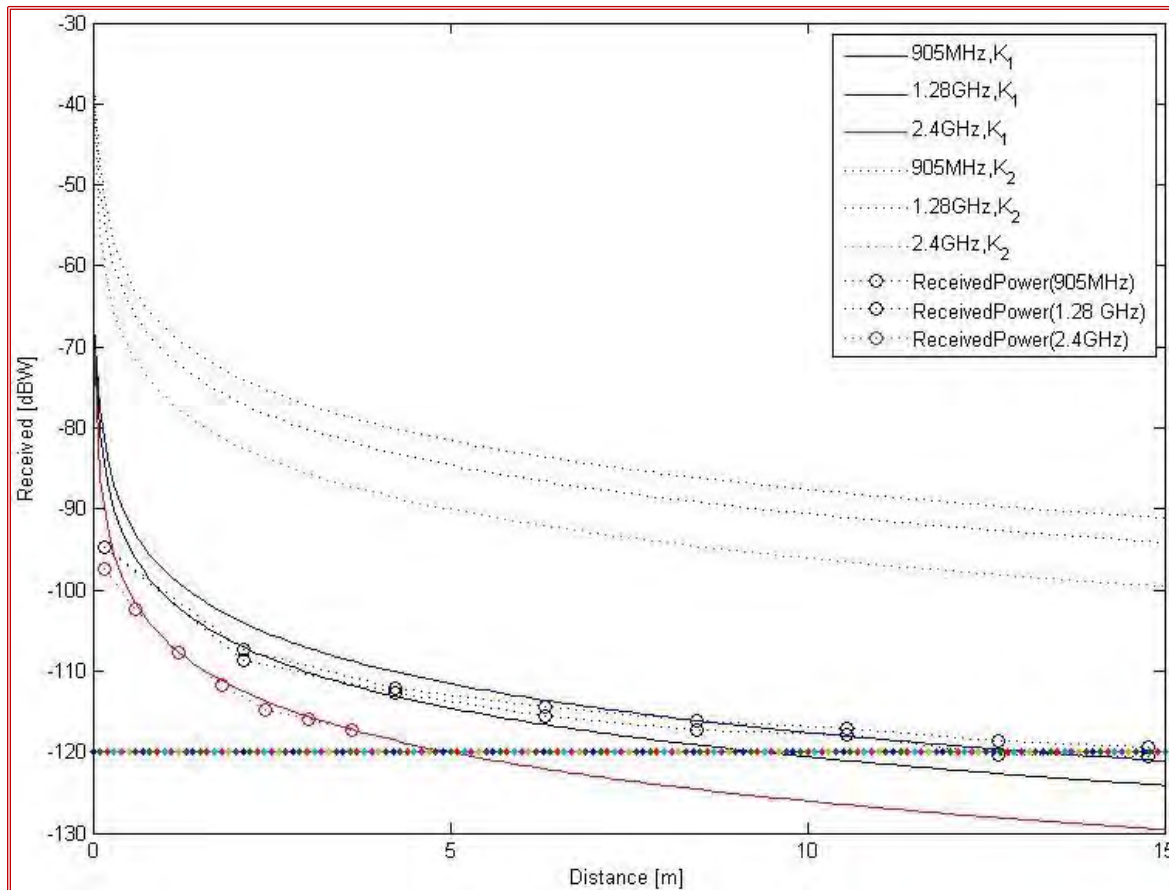


Figura 4.8 Potencia Recibida Respecto a la Distancia

Otro resultado digno de analizar está representado por la relación existente entre el valor generado por el *MER* y el obtenido en el SNR (la diferencia entre el valor de potencia recibida y el nivel de ruido). A fin de obtener una imagen gráfica de dicha correlación, se representaron en la Figura 4.9 los valores obtenidos del SNR y del *MER* (respecto a la distancia alcanzada).

Para los valores del SNR se consideró la potencia promedio de las modulaciones en cada punto de la toma de datos y el nivel de ruido descrito en la Tabla 3.3. Por otro lado, los datos generados del *MER* son el promedio estadístico de las medidas obtenidas en los distintos esquemas de modulación (a pesar de que no existía una diferencia de consideración, entre cada modulación había una variación de 1 a 3 dB).

Como se puede observar en la Figura 4.9, las magnitudes del *MER* siguen un patrón similar al SNR obtenido con la diferencia de potencias; siguen un comportamiento logarítmico respecto a la distancia. A pesar de que dicha correlación podría ser uno a uno, se puede observar que con niveles altos de potencia de recepción, el *MER* comienza a sufrir una caída drástica en su tasa de crecimiento; lo anterior sugiere que (aunque la potencia recibida siga incrementándose) el *MER* tiende a tener un valor fijo máximo.



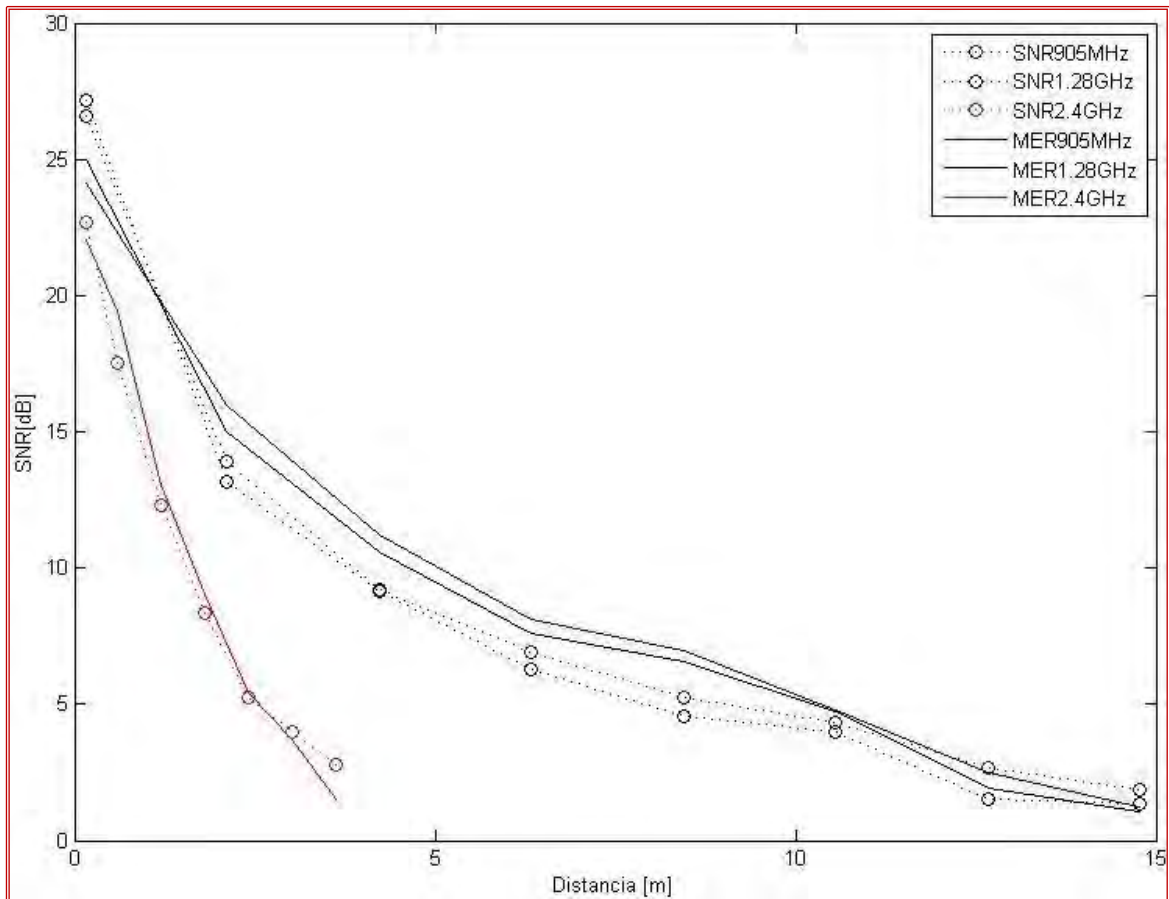


Figura 4.9 Comportamiento del SNR y MER Respecto a la Distancia

### 4.3 BER Y SNR

Una vez obtenidos los valores del BER, se realizaron gráficas a fin de analizar el comportamiento de los esquemas de modulación respecto al SNR. Como las respuestas del MER y del SNR (medido por la diferencia de potencias) son similares, se consideró ilustrar el comportamiento del BER mediante el SNR por diferencia de potencias; la utilización del MER hubiera generado la misma forma de las gráficas, pero con un rango distinto en decibelios.

A fin de observar claramente los cambios en el BER, se mostraron las gráficas de los paquetes con 107648 bits y se delimitaron los rangos del SNR a los valores con más variación. Es necesario decir que los datos excluidos tienen un BER en el rango de  $10^{-5}$ .

La primer frecuencia (905MHz) muestra resultados incongruentes con la teoría. A pesar de que los resultados de los esquemas *PSK* y *QAM* tienen sentido de forma independiente, de forma conjunta resultan tener disparidad con lo esperado. En principio se puede notar que *BPSK* es considerablemente más robusta que *QPSK* (tiene una pendiente cuesta abajo más inclinada) y ésta, a su vez, es más robusta que *8-PSK*. Lo mismo puede observarse con las modulaciones *4-QAM*, *8-QAM* y *16-QAM*. Hasta este

punto, los resultados son coherentes con lo esperado. En contraposición con lo anterior, la Figura 4.10 muestra varias incongruencias; a pesar de que ambas poseen constelaciones "iguales", *QPSK* resulta ser mucho más susceptible a errores que *4-QAM*; a pesar de tener más símbolos es su constelación, *4-QAM* posee una robustez similar a la que tiene *BPSK* y; aunque *8-QAM* tiene el mismo número símbolos en su constelación, *8-PSK* resulta ser menos robusta (incluso, resulta ser menos robusta que *16-QAM* que tiene el doble de símbolos).

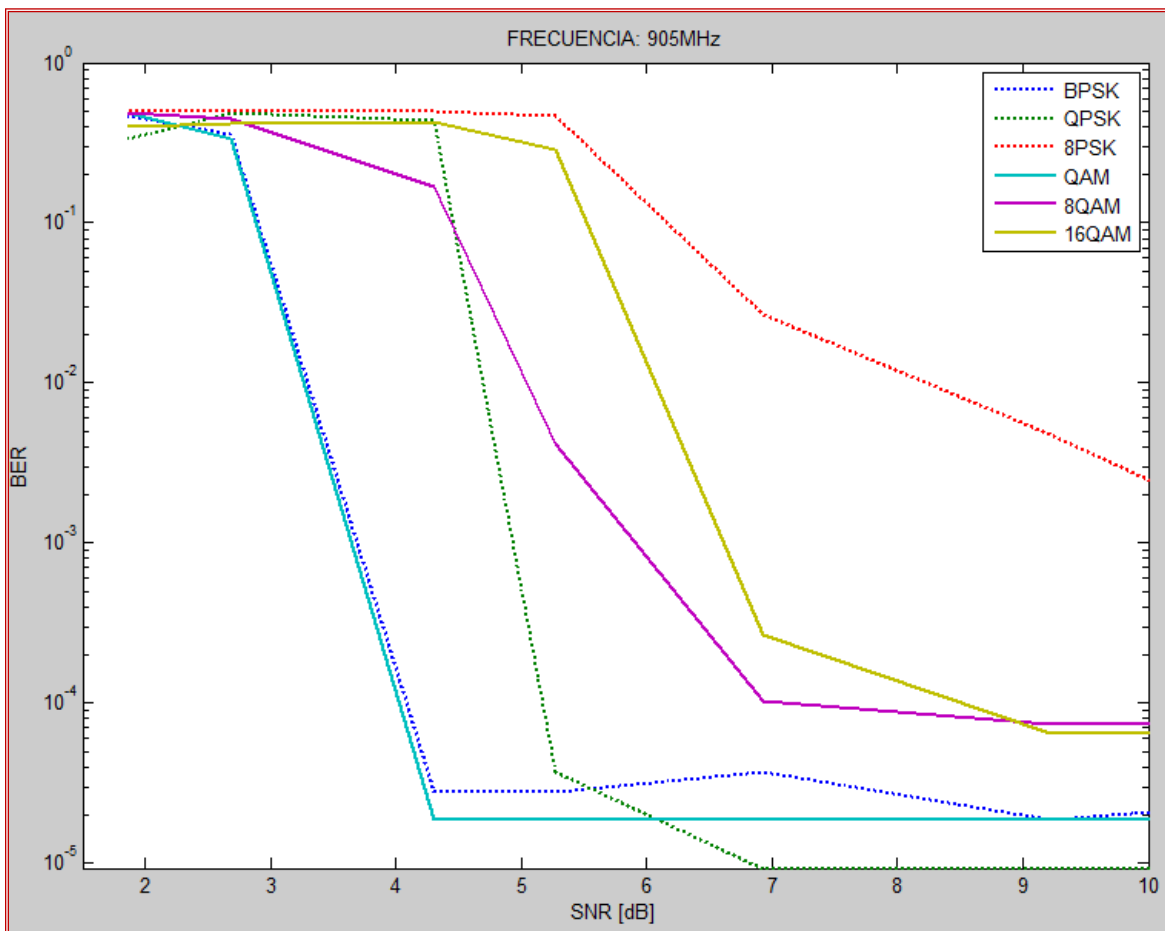


Figura 4.10 BER vs SNR a 905MHz

La gráfica de la segunda frecuencia (1.28GHz) muestra un comportamiento similar a la anterior; las modulaciones son consistentes de forma independiente, pero de forma conjunta poseen incongruencias parecidas (esto demuestra que los resultados obtenidos no son aislados).

En éstas frecuencias (905MHz y 1.28GHz) se puede observar que el rango de variación principal del SNR es de aproximadamente 8dB (va desde los 2 hasta los 10dB); observando la Figura 4.8, se puede ver que dicho rango se encuentra desde los 4.221 a los 14.77 metros. Dicho de una forma sencilla; con éstas frecuencias, sólo el 28.57% del área de alcance puede recibir una transmisión inalámbrica con un BER de aproximadamente  $10^{-5}$  (considerando una línea de vista sin bloqueos).

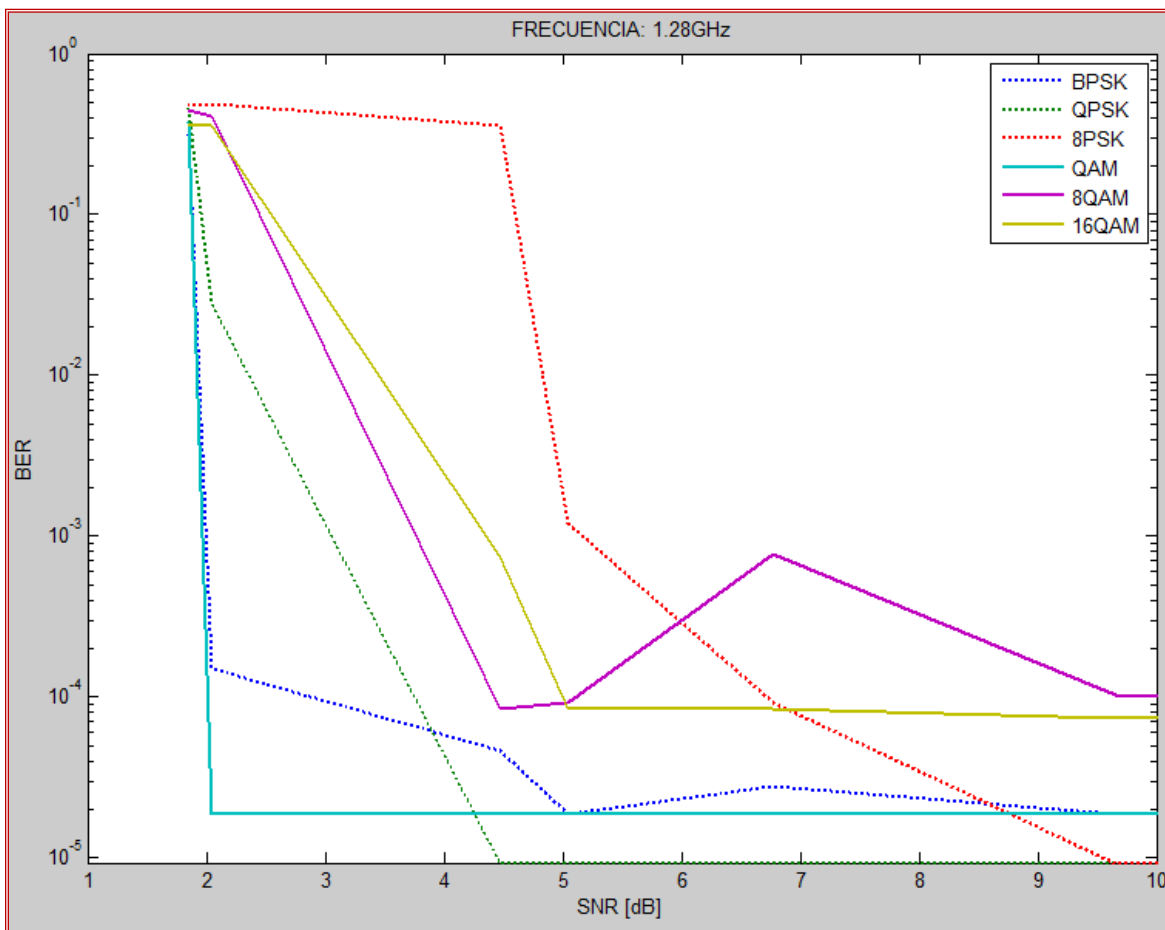


Figura 4.11 BER vs SNR a 1.28 GHz

La última frecuencia analizada fue de 2.4GHz (un poco menos del doble que la frecuencia anterior). Para éste caso, el rango de variación principal tiene valores que van desde los 3 hasta un poco más de los 14dB de SNR. Realizando un análisis similar al anterior, se puede decir que sólo el 16.69% del área de alcance tendrá un BER de  $10^{-5}$ .

Al igual que las gráficas pasadas, la Figura 4.12 muestra que el comportamiento de los esquemas no es el ideal; para este caso, *BPSK* muestra que es el sistema más robusto de todos (a pesar de que *QPSK* tiene una pendiente más pronunciada, *BPSK* comienza con un BER sumamente bajo), le sigue *4-QAM* y posteriormente *QPSK*; sin embargo, *8-PSK* sigue siendo más susceptible a errores respecto a *8-QAM* y *16-QAM*.



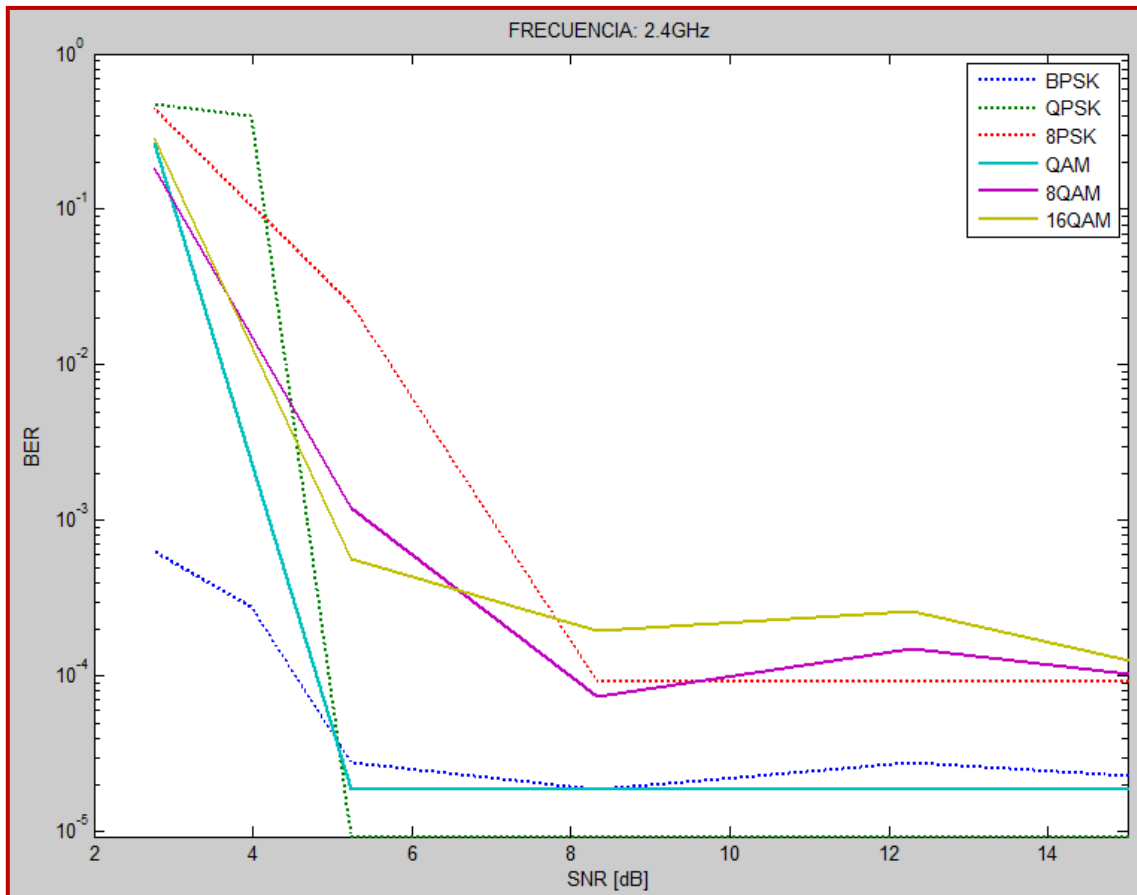


Figura 4.12 BER vs SNR a 2.4GHz

Las gráficas de comparación del *BER* con respecto al *SNR* sugieren que la realización de los experimentos debió haber sido hecha con una mayor cantidad de datos transmitidos. Asimismo, la cantidad de saltos de distancia (en donde se realizó la toma de datos) es insuficiente; para los tres casos, la zona en donde existe la principal variación del *BER* muestra únicamente seis cambios en distancia.

En contraposición con lo anterior, con el propósito de generar las tres gráficas de una forma relativamente rápida, el tamaño del paquete transmitido fue el adecuado; el tiempo de transmisión fue corto y la obtención del *BER* (hecha con MATLAB) fue sencilla. Para el segundo punto expuesto anteriormente, es necesario aclarar que lograr una variación periódica de *SNR* (sin contar con equipo especial) resulta ser sumamente complicado; para éste estudio, además de operar con los amplificadores sin ninguna ganancia, se optó por hacer cambios de distancia periódicos (desde el punto en donde se perdía la señal hasta dejarlos juntos). De lo anterior se intuye que la caracterización de sistemas inalámbricos estandarizados es llevada a cabo a través de cientos de mediciones hechas con equipo especializado (capaz de operar a velocidades de transmisión sumamente altas).

Retomando lo anterior, las curvas del *BER* generadas a partir de los experimentos muestran cierta incongruencia con la teoría. Lo anterior puede deberse a la forma en la que la toma de datos fue llevada a cabo.

La realización de los experimentos fue hecha en el pasillo del Departamento de Telecomunicaciones; al ser un ambiente pequeño y lleno de aparatos electrónicos, la influencia de estos sobre la transmisión y el efecto de las multitrayectorias pudieron afectar drásticamente los resultados obtenidos. Éste es uno de los principales problemas que conlleva el manejo de la familia USRP; son sumamente susceptibles a los efectos generados por multitrayectorias. Durante los experimentos, el simple hecho de abrir o cerrar una puerta afectaba radicalmente el *BER* de cualquier esquema de modulación.

Se puede deducir entonces, que la realización ideal de cualquier tipo de experimentos que hagan uso de los radios USRP debe ser implementada en un ambiente que sea lo menos susceptible al efecto de las multitrayectorias (preferentemente al aire libre). Para este estudio (al necesitar puertos GigabitEthernet) se hizo uso de computadoras con CPU de tamaño considerable. Debido a lo anterior, el pasillo resultó ser la opción más viable para la toma de datos.

Por otro lado, retomando la arquitectura de los radios USRP se puede deducir que las capacidades máximas de transmisión y recepción están definidas por el tipo de tarjeta madre que el equipo tenga instalada (específicamente en los convertidores digitales). En el caso de los *DDC* (como se vio antes) la tasa de muestreo asciende hasta los 7.68MS/s. Por otro lado, en la transmisión, los *DUC* (al trabajar en banda base y haciendo uso del estándar CDMA 2000) pueden hacer uso de las bandas de guarda y emplear todo su ancho de banda. Por lo anterior se puede concluir que la máxima tasa de símbolos que se pueden transmitir, haciendo uso de este tipo de convertidor, es de 5MS/s.

La determinación del alcance de los radios resulta ser sumamente complicada de especificar, sin embargo, los datos obtenidos nos permiten dar un bosquejo general de su comportamiento. Como se puede observar en la figura que relaciona la potencia recibida respecto a la distancia, si se le resta un valor  $K_1$  a la ecuación del *Free Space Loss*, las líneas generadas asemejan claramente el comportamiento de la potencia recibida en los experimentos. Si se considera la ganancia de los amplificadores del transmisor, se generaría (en teoría) un conjunto de líneas a las que se les restará un nuevo valor  $K_2$  (que es superior en 30dB a  $K_1$ ). Considerando dicho modelo matemático y el porcentaje descrito en los resultados, se tendría un alcance (para esas frecuencias) de:

Frecuencia	Alcance aproximado (antes de llegar a los -120dBW)	Alcance con un <i>BER</i> del orden de $10^{-5}$
905MHz	375m	107.13m (28.57%)
1.28GHz	265m	75.71m (28.57%)
2.4GHz	144m	24.0m (16.69%)

Tabla 4.1 Alcance Teórico de los USRP

## CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES

La implementación de las constelaciones sobre las unidades USRP fue apropiada; se demostró de forma práctica la relación existente entre la teoría y las aplicaciones reales de los sistemas inalámbricos. Individualmente, los esquemas de modulación exhibieron un apego importante a lo esperado (espectro, energía transmitida por símbolo, velocidad de transmisión, entre otros). Por lo anterior, se puede inferir que la plataforma *USRP* resulta ser una herramienta académica importante.

Por otro lado, el análisis de los esquemas de modulación (tomando en consideración el SNR y el BER) muestra que su comportamiento no resulta ser el esperado. De forma general se presentan tres discordancias. En las tres frecuencias es observable que *QAM* resulta ser casi tan robusta como *BPSK*; *QPSK*, que matemáticamente tiene la misma probabilidad de error que *BPSK*, es más susceptible a errores que *QAM* (que tiene la misma constelación que *QSPK*); y, finalmente, *8-PSK* es más susceptible a errores que *8-QAM* y *16-QAM*. Además, en algunos puntos se puede observar que el *BER* se incrementa, lo que no tiene sentido puesto que el SNR también lo hace. La comparación de los sistemas de modulación (respecto a su susceptibilidad a errores) muestra que la realización de los experimentos no fue la adecuada; el tamaño de los paquetes transmitidos debió haber sido más grande y el entorno sobre el que se realizaron los experimentos debió estar libre de entidades que pudieran generar multitrayectorias y errores de desfase.

La Figura 4.8 muestra que los resultados obtenidos (respecto al análisis del enlace inalámbrico) se encuentran sumamente apegados a la teoría. La potencia de recepción sigue una tendencia muy similar a la ecuación de pérdidas por espacio libre (con un factor de ajuste obtenido empíricamente). Lo anterior sugiere que el alcance teórico descrito en la Tabla 4.1 se aproxima muy bien al comportamiento real de los radios (haciendo uso de la ganancia máxima de los amplificadores en el transmisor). Por tanto, se puede concluir que el estudio caracteriza adecuadamente el alcance en distancia de los USRP (empleando la tarjeta SBX y las antenas descritas anteriormente).

El estudio muestra un bosquejo de la relación que existe entre la medida del SNR obtenido por la diferencia de potencias y el *MER*. Como se puede observar en la Figura 4.9, los valores del *MER* son muy cercanos a los del SNR obtenido de forma convencional, pero con dos ligeras diferencias. En primera instancia, a valores sumamente bajos de SNR, el *MER* muestra un crecimiento más pronunciado que su homólogo. El segundo punto indica un efecto inverso; a partir de un determinado punto, por más que el SNR crezca, la medida generada por el *MER* tenderá a un valor fijo máximo.

En el presente trabajo escrito se mostraron de forma simplificada y resumida algunos de los aspectos más representativos de la teoría de los enlaces inalámbricos. Se abordó la teoría de Fourier, la ecuación general que define el comportamiento de la onda modulada digitalmente, los efectos positivos que tiene la implementación de filtros digitales y algunos aspectos relacionados a las constelaciones de los esquemas de modulación. Al manejar un lenguaje simple y orientado al público en general, el escrito cumple adecuadamente con el objetivo de fungir como un manual introductorio a la tecnología USRP.

Por último, como conclusión general de la plataforma USRP, se puede decir que la cantidad de aplicaciones académicas que posee es infinita. Al ser dinámicos y tener una comunicación serial con un ordenador, resulta relativamente sencillo programar diversos prototipos inalámbricos sobre los radios. No debe olvidarse, sin embargo, que la familia USRP-2920 está enfocada a ser una herramienta didáctica económica en general; no está orientada a la creación de estándares inalámbricos. USRP es una tecnología que engloba y relaciona la teoría observada en los libros, con la implementación práctica. Para concluir, al ser una herramienta que puede "emular" la funcionalidad de diversos dispositivos (tales como los analizadores de espectro en RF), USRP representa una opción barata e ideal en el ambiente académico; su utilización involucra una gran cantidad de conocimientos diversos del mundo de las telecomunicaciones (comunicaciones digitales, antenas, enlaces inalámbricos, procesamiento de señales, entre otras).

# BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

---

TOMASI, W.. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. México: Prentice-Hall 5a. edición (2003)

SKLAR, B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Englewood Cliffs, USA: Prentice Hall Inc. (2001).

PROAKIS G. J. , Manolakis G.D. *Tratamiento Digital de Señales* Madrid, España: Prentice Hall, 1998

FRENZEL, L. E... *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*. México: Editorial Alfaomega (2003) .

GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Stanford: Cambridge University Press (2004).

COUCH, L. W.. *Digital and Analog Communication Systems*. Englewood Cliff, USA: Prentice Hall Inc., 7th edition (2007).

BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. Socorro Wiley and Son, 2nd edition (1997).

KRAUS, J. D. *Antennas*. New York, USA: McGraw-Hill, 2nd edition (1988)

OPPENHEIM, A. V., et al. *Señales y Sistemas*. México: Prentice Hall Hispanoamericana. . 1998.

Agilent Technologies (2001). *Digital Modulation in Communication Systems*. Application Note 1298. Recuperado de <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7160E.pdf>

HRANAC, Ron. CISCO Systems (2007). *BER and MER Fundamentals*. Application Note. Recuperado de [http://www.gcscte.org/presentations/2008/Ron.Hranac Presentation-BER%20+%20MER%20Fun.pdf](http://www.gcscte.org/presentations/2008/Ron.Hranac%20Presentation-BER%20+%20MER%20Fun.pdf)

National instruments (2015) . *Digital Timing: Clock Signals, Jitter, Hysteresis, and Eye Diagrams*. Recuperado de <http://www.ni.com/white-paper/3299/en/>

National instruments (2009). *The Fundamentals of FFT-Based Signal Analysis and Measurement in LabVIEW and LabWindows/CVI*. Recuperado de <http://www.ni.com/white-paper/4278/en/>

Agilent Technologies (2003). *Spectrum Analyzer Measurements and Noise: Measuring Noise and Noise like Digital Communications Signals with a Spectrum Analyzer*. Application Note 1303. Recuperado de <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-4008E.pdf>

HRANAC, Ron. Currivan, B. CISCO Systems (2006). *Digital Transmission: Carrier-to-Noise Ratio, Signal-to-Noise Ratio, and Modulation Error Ratio* Application Note. Recuperado de <https://www.broadcom.com/collateral/wp/CMTS-WP101-R.pdf>

Atlanta RF. (2013). *Link Budget Analysis: Digital Modulation*. Recuperado de [www.atlantarf.com/PSK\\_QAM.php](http://www.atlantarf.com/PSK_QAM.php)

National Instruments (2014) *Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM)* . Recuperado de <http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>

[http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2920\\_block\\_diagram/](http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2920_block_diagram/)

National Instruments. (2012). *NI USRP-2920 Block Diagram*. Recuperado por [http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2920\\_block\\_diagram/](http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2920_block_diagram/)

National Instruments. (2014). *Universal Software Radio Peripherals Datasheet*. Recuperado por <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-355>

XILINX. (2007). *Designing Efficient Wireless Digital Up and Down Converters Leveraging CORE Generator and System Generator*. Recuperado por [http://www.xilinx.com/support/documentation/application\\_notes/xapp1018.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp1018.pdf)

MEYER, C.J. BOONTON Electronics. (1993). *PEAK TO AVERAGE POWER RATIO*. Application Note Recuperado por [http://www.scientific-devices.com.au/pdfs/RF\\_Microwave/Measuring%20Peak%20to%20Average%20Power%20of%20Digitally%20Modulated%20Signals.pdf](http://www.scientific-devices.com.au/pdfs/RF_Microwave/Measuring%20Peak%20to%20Average%20Power%20of%20Digitally%20Modulated%20Signals.pdf)

LANGTON, C (2002). *Intuitive Guide to Principles of Communications*. Note. Recuperado por <http://complextoreal.com/wp-content/uploads/2013/01/isi.pdf>

# LISTA DE ACRÓNIMOS

---

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>	Convertidor Analógico Digital
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>	
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>	Desplazamiento de Amplitud
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruido Aditivo Blanco Gaussiano
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Tasa de Error Binario
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>	
CDPD	<i>Cellular Digital Packet Data</i>	
CNAF		Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias
CQI	<i>Channel Quality Indicator</i>	Indicador de Calidad de Canal
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>	Convertidor Digital Analógico
DDC	<i>Digital Down Converter</i>	Convertidor Digital de Bajada
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>	Transformada Discreta de Fourier
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>	Procesamiento Digital de Señales
DUC	<i>Digital Up Converter</i>	Convertidor Digital de Subida
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>	
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>	
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>	Transformada Rápida de Fourier
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	Respuesta Finita al Impulso
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>	
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>	Desplazamiento de Frecuencia
GSM	<i>Global System for Mobile communications</i>	
ISM (ISM)	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>	Industrial, Científico y Médico
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>	Respuesta Infinita al Impulso
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>	Interferencia Intersimbólica
LTE	<i>Long Term Evolution</i>	
MER	<i>Modulation Error Ratio</i>	Tasa de Error de Modulación
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>	
MSK	<i>Minimum Shift Keying</i>	Desplazamiento Mínimo
NADC	<i>North American Digital Communications</i>	
NIC	<i>Network Interface Card</i>	Tarjeta de Red
PDC	<i>Personal Digital Cellular</i>	
PHS	<i>Personal Handy-phone System</i>	
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>	Desplazamiento de Fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulación por Amplitud en Cuadratura
SDR	<i>Software Defined Radio</i>	Radio Definida por Software
SMA	<i>SubMiniature version A</i>	
TETRA	<i>Terrestrial Trunked Radio</i>	
UHD	<i>USRP Hardware Driver</i>	
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>	